

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

CARLOS ERNESTO MORALES ALVARADO

TÉCNICA DE REDUÇÃO DE FATOR DE CRISTA SATURADA APLICADA A
AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA LINEARIZADOS POR DPD

CURITIBA

2019

CARLOS ERNESTO MORALES ALVARADO

TÉCNICA DE REDUÇÃO DE FATOR DE CRISTA SATURADA APLICADA A
AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA LINEARIZADOS POR DPD

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, da Universidade Federal do Paraná.

Área de concentração: Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima.

CURITIBA

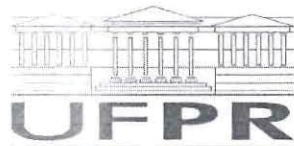
2019

Catálogo na Fonte: Sistema de Bibliotecas, UFPR
Biblioteca de Ciência e Tecnologia

- A472t Alvarado, Carlos Ernesto Morales
Técnica de redução de fator de crista saturada aplicada a
amplificadores de potência linearizados por DPD [recurso eletrônico] /
Carlos Ernesto Morales Alvarado – Curitiba, 2019.
- Dissertação - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia,
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima.
1. Sistemas de comunicação sem fio. 2. Redutor de Fator de Crista.
3. Eficiência energética. I. Universidade Federal do Paraná. II. Lima,
Eduardo Gonçalves de. III. Título.

CDD: 621.3821

Bibliotecária: Roseny Rivelini Morciani CRB-9/1585



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SETOR SETOR DE TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO ENGENHARIA
ELÉTRICA - 40001016043P4

TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **CARLOS ERNESTO MORALES ALVARADO** intitulada: **TÉCNICA DE REDUÇÃO DE FATOR DE CRISTA SATURADA APLICADA A AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA LINEARIZADOS POR DPD**, após terem inquirido o aluno e realizado a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua APROVAÇÃO no rito de defesa.

A outorga do título de mestre está sujeita à homologação pelo colegiado, ao atendimento de todas as indicações e correções solicitadas pela banca e ao pleno atendimento das demandas regimentais do Programa de Pós-Graduação.

CURITIBA, 31 de Maio de 2019.


EDUARDO GONÇALVES DE LIMA

Presidente da Banca Examinadora (UFPR)


BRUNO SENS CHANG

Avaliador Externo (UTFPR)


LUIS HENRIQUE ASSUMPÇÃO LOLIS

Avaliador Interno (UFPR)


ANDRÉ AUGUSTO MARIANO

Avaliador Interno (UFPR)

Agradecimentos

Em primeiro lugar quero agradecer a Deus o Altíssimo pela vida e a existência, já que sem a sua vontade a vida tal e qual a conhecemos não seria possível.

Ao meu orientador, o Dr. Eduardo Gonçalves de Lima pela confiança depositada na minha pessoa, paciência, motivação, dedicação e todos os conhecimentos que ele forneceu para mim na conclusão desta etapa da minha vida acadêmica bem como esta dissertação.

Agradecimentos especiais a Carolina Natel de Moura pelo apoio incondicional durante a realização desta dissertação.

A minha família, sobretudo a minha mãe e, também ao meu pai, às minhas tias.

Aos amigos, colegas e outros professores, especialmente do GICS, que de forma direta e indireta me apoiaram na realização desta dissertação de mestrado.

À universidade Federal do Paraná por me brindar a oportunidade em ser parte desta casa de estudos.

Quem habita na proteção do Altíssimo pernoita à sombra de Shaddai, Salmos 91:1

RESUMO

Os sistemas modernos de comunicação oferecem uma alta capacidade de troca de informação, com taxas de transferências de dados cada vez maiores, entre um número quase ilimitado de usuários que têm fácil acesso a tecnologias da *internet* e de comunicação sem fio. Estes sistemas são compostos por um elemento transmissor e um elemento receptor, que interagem para garantir uma comunicação eficaz entre os usuários de uma rede. Os amplificadores de potência (PAs) são componentes essenciais no desempenho geral e no rendimento dos sistemas de comunicação, mas são inerentemente não lineares. A não linearidade produz um espalhamento espectral, o que leva a interferências entre canais adjacentes, radiações no canal principal, ao não cumprimento dos padrões de emissões fora da banda que exige a legislação e a degradação da taxa de transferência de dados no sistema de comunicação. Para evitar a não linearidade o PA deve operar com uma potência abaixo de sua capacidade para se manter na região linear de sua curva de operação. Além disso, os novos esquemas de transmissão como por exemplo *Wideband Code Division Multiple Access* (WCDMA) e *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM, WLAN/ 3GPP LTE) apresentam um alto valor da razão de potência de pico pela potência média (PAPR) traduzido em altos valores de picos em seu sinal de envoltória complexa. Isto traz uma baixa eficiência e, portanto, um maior consumo energético do elemento transmissor, pois o PA é obrigado a operar bem abaixo de sua potência de saturação, que é o ponto de fornecimento máximo de potência, para poder lidar com as severas flutuações dos picos provocadas pela elevada PAPR. Para reduzir essa elevada PAPR existe muito interesse, na comunidade científica, em métodos baseados na redução de fator de crista (CFR) visto que são técnicas de fácil implementação e alta eficácia. Outro método de grande interesse é a combinação de CFR com pré-distorção digital (DPD) que tem demonstrado bons resultados na literatura. Este trabalho visa propor um método que reduza a PAPR na saída de um sistema de comunicação com o menor custo computacional, baseado em CFR composto por um limitador do tipo *hard-clipping* seguido da implementação de um filtro de resposta ao impulso finita (FIR) no domínio do tempo e um DPD ideal saturado. Outra abordagem é realizada através de uma CFR em combinação com um filtro no domínio da frequência que conecta um DPD ideal sempre em saturação. Por fim são realizadas otimizações não lineares que permitem extrair os parâmetros nos quais o sistema de comunicação apresenta maior potência média de saída e menor PAPR. Como resultado, obteve-se uma maior redução da PAPR com o método CFR saturado que utiliza um filtro no domínio da frequência de até 4,58 dB. Além disso, este método conseguiu uma melhoria na eficiência energética obtendo uma potência média na saída de até 5,96 dBm. Por outro lado, as métricas de linearidade reguladas pela norma 3GPP foram respeitadas, obtendo-se valores de 17,5 % para a magnitude do vetor de erro (EVM) e -45 dB para a razão das potências dos canais adjacentes (ACPR).

Palavras-chave: CFR, *Hard-clipping*, DPD, Saturação, Linearidade, PAPR, Eficiência.

ABSTRACT

Modern communication systems offer a high capacity for information exchange, with ever-increasing rates of data transfers, among an almost unlimited number of users who have easy access to internet technologies and wireless communication. These systems are conformed by a transmitting element and a receiving element, which interact to ensure effective communication between the users of a network. Power amplifiers (PAs) are essential components in the overall performance of communication systems, but are inherently nonlinear. Non-linearity produces spectral regrowth, which leads to interference from adjacent channels, radiations in the main channel, noncompliance with the out-of-band emission standards required by legislation, and degradation of the data transfer rate in the communication system. In order to avoid nonlinearity the PA must operate with a power below its capacity to remain in the linear region of its operating curve. In addition the new transmission schemes such as Wideband Code Division Multiple Access (WCDMA) and Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM, WLAN / 3GPP LTE) have a high peak-to-average power ratio (PAPR) translated into high peak values in their complex envelope signal. This brings a low efficiency and therefore a higher energy consumption of the transmitter element, because the PA is required to operate well below its saturation power than the bridge of maximum power supply, to be able to deal with the severe fluctuations of the peaks caused by high PAPR. In order to reduce this high PAPR there is a lot of interest, in the scientific community, in methods based on Crest Factor Reduction (CFR), since these techniques are easy to implement and high efficient. Another method of great interest is the combination of CFR and Digital Pre-Distortion (DPD) which has demonstrated good results in the literature. This work aims to propose a method that is able to reduce the PAPR in the output of a communication system with the lowest computational cost, based on hard-clipping type CFR followed by the implementation of a standard Finite Impulse Response (FIR) filter in the time domain and a saturated ideal DPD. Another approach is accomplished through a CFR in combination with a frequency domain filter that connects an ideal DPD always in saturation. Finally, nonlinear optimizations are performed that allow to extract the parameters in which the communication system has higher average output power and lowering PAPR. As a result, a larger reduction of the PAPR was achieved with the saturated CFR method using a frequency domain filter of up to 4.58 dB. In addition, this method achieved an improvement in energy efficiency obtaining an average output power of up to 5.96 dBm. On the other hand, the linearity metrics regulated by the 3GPP standard were respected, obtaining values of 17.5% for error vector magnitude (EVM) and -45 dB for the adjacent channel power ratio (ACPR).

Keywords: CFR, Hard-clipping, DPD, Saturation, Linearity, PAPR, Efficiency.

Lista de Figuras

2.1	DIAGRAMA DE BLOCO DO ELEMENTO TRANSMISSOR. FONTE: O autor (2019)	16
2.2	FLUXOS DE POTÊNCIA EM UM PA. FONTE: O autor (2019)..	16
2.3	CURVA DE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA DOS PA. FONTE: Luis Schartz (2019). 18	
2.4	COMPARAÇÃO DE VALORES TÍPICOS DE PAPR EM SINAIS DE COMUNICAÇÃO. FONTE: TelecomHall (2019)..	18
2.5	ENVOLTÓRIA DE UM SINAL WCDMA NO DOMÍNIO DO TEMPO. FONTE: O autor (2019).	19
2.6	PONTO DE COMPRESSÃO, EFICIÊNCIA E LINEARIDADE DE UM PA. FONTE: O autor (2019).	20
2.7	DIAGRAMA DE CONSTELAÇÃO PARA CÁLCULO DA EVM. FONTE: O autor (2019).	21
2.8	MÁSCARA PARA CÁLCULO DA ACPR. FONTE: O autor (2019)..	22
2.9	MÉTODO DE CANCELAMENTO DE PICOS. a) SINAL ORIGINAL b) IDENTIFICAÇÃO DE PICOS c) CANCELAMENTO DE PICO DIMENSIONADO E DESLOCADO. FONTE: Seshadri Mohan (2019)..	23
2.10	DIAGRAMA DO LIMITADOR <i>HARD-CLIPPING</i> . FONTE: O autor (2019). . .	24
2.11	DIAGRAMA DE BLOCOS DO CFR NÃO SATURADO. FONTE: O autor (2019).24	
2.12	CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA DO LIMITADOR <i>HARD-CLIPPING</i> . FONTE: O autor (2019)..	25
2.13	DIAGRAMA DE FILTRAGEM NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA. FONTE: O autor (2019).	25
2.14	ELEMENTOS CONSTRUTIVOS DE UM FILTRO FIR. FONTE: O autor (2019). 27	
2.15	DIAGRAMA EM BLOCOS DO FILTRO FIR. FONTE: O autor (2019)..	27
2.16	DIAGRAMA EM BLOCOS DO FILTRO IIR COM MEMÓRIA. FONTE: O autor (2019).	28
2.17	DPD COMO INVERSA EXATA DO PA. a)DIAGRAMA DE BLOCOS b) CARATERÍSTICAS DE TRANSFERÊNCIA FONTE: O autor (2019).	29
2.18	CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERÊNCIA DO PA. a) RESPOSTA DO PA, b) RESPOSTA DA INVERSA DO PA. FONTE: O autor (2019).	30
2.19	CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERÊNCIA DO DPD SATURADO. a)DPD SATURADO, b) RESPOSTA DO PA SEM SATURAÇÃO, c) CASCATA ENTRE DPD e PA. FONTE: O autor (2019).	30
3.1	DIAGRAMA DE BLOCO DO CFR SATURADO. FONTE: O autor (2019).. . .	33

3.2	DIAGRAMA DE BLOCO DO LIMITADOR HARD-CLIPPING SEGUIDO DE FILTRO LINEAR. FONTE: O autor (2019).	34
3.3	DIAGRAMA DE BLOCO DO CFR NÃO SATURADO NO DOMÍNIO DO TEMPO. FONTE: O autor (2019).	35
3.4	DIAGRAMA DE BLOCOS DO CFR SATURADO NO DOMÍNIO DO TEMPO. FONTE: O autor (2019).	36
3.5	DIAGRAMA DE BLOCO DO CFR NÃO SATURADO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA. FONTE: O autor (2019).	37
3.6	FILTRO DIGITAL PASSA-BAIXAS USADO NO MODELO ACPR NO LIMITE. FONTE: O autor (2019).	37
3.7	DIAGRAMA DE BLOCOS DO CFR SATURADO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA. FONTE: O autor (2019).	38
3.8	a) MODELO DE IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO DE OTIMIZAÇÃO APLICADO NO MÉTODO CFR COM FILTRO NO DOMÍNIO DO TEMPO. b) MODELO DE IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO DE OTIMIZAÇÃO APLICADO NO MÉTODO CFR COM FILTRO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA. FONTE: O autor (2019).	39
4.1	CRITÉRIO DE VIABILIDADE DE OTIMIZAÇÃO DO MÉTODO PROPOSTO. FONTE: O autor (2019).	40
4.2	SINAL WCDMA DE TESTE. FONTE: O autor (2019)	41
4.3	AMPLITUDE DO SINAL NA ENTRADA E NA SAÍDA DO CFR APENAS COM O LIMITADOR HARD-CLIPPING. FONTE: O autor (2019)	42
4.4	DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA COM APENAS LIMITADOR. FONTE: O autor(2019)..	42
4.5	AMPLITUDE DO SINAL NA ENTRADA E NA SAÍDA DO CFR NÃO SATURADO COM 6 COEFICIENTES PARA O FILTRO FIR. FONTE: O autor (2019)	44
4.6	AMPLITUDES DA FORMA DE ONDA DO CFR NÃO SATURADO COM O FILTRO FIR COM 6 COEFICIENTES. FONTE: O autor (2019)	45
4.7	DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO CFR NÃO SATURADO COM FILTRO FIR DE 6 COEFICIENTES. FONTE: O autor (2019)	45
4.8	AMPLITUDE DO SINAL NA ENTRADA E NA SAÍDA DO CFR NÃO SATURADO COM 10 COEFICIENTES PARA O FILTRO FIR. FONTE: O autor (2019)	47
4.9	AMPLITUDES DA FORMA DE ONDA DO CFR NÃO SATURADO COM O FILTRO FIR COM 10 COEFICIENTES. FONTE: O autor (2019)	47
4.10	DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO CFR NÃO SATURADO COM FILTRO FIR DE 10 COEFICIENTES. FONTE: O autor (2019)	48
4.11	AMPLITUDE DO SINAL NA ENTRADA E NA SAÍDA APÓS CFR NÃO SATURADO E CFR SATURADO COM 6 COEFICIENTES PARA O FILTRO FIR. FONTE: O autor (2019).	49

4.12	AMPLITUDES DA FORMA DE ONDA DO CFR SATURADO COM O FILTRO FIR COM 6 COEFICIENTES. FONTE: O autor (2019)	50
4.13	DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO CFR SATURADO COM FILTRO FIR DE 6 COEFICIENTES. FONTE: O autor (2019)	50
4.14	AMPLITUDE DO SINAL NA ENTRADA E NA SAÍDA DO CFR SATURADO E NÃO SATURADO COM 10 COEFICIENTES PARA O FILTRO FIR. FONTE: O autor (2019).	52
4.15	AMPLITUDES DA FORMA DE ONDA DO CFR SATURADO E NÃO SATURADO COM O FILTRO FIR COM 10 COEFICIENTES. FONTE: O autor (2019)	52
4.16	DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO CFR SATURADO E NÃO SATURADO COM FILTRO FIR DE 10 COEFICIENTES. FONTE: O autor (2019)	53
4.17	AMPLITUDE DO SINAL NA ENTRADA E NA SAÍDA APÓS CFR NÃO SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA. FONTE: O autor (2019)	54
4.18	AMPLITUDES DA FORMA DE ONDA DO CFR NÃO SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA. FONTE: O autor (2019).	55
4.19	DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO CFR NÃO SATURADO E SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA. FONTE: O autor (2019)	55
4.20	REDUÇÃO DA PAPR EFETUADA PELO CFR NÃO SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA. FONTE: O autor (2019).	56
4.21	AMPLITUDE DO SINAL NA ENTRADA E NA SAÍDA DO CFR SATURADO E NÃO SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA. FONTE: O autor (2019).	58
4.22	AMPLITUDES DA FORMA DE ONDA DO CFR NÃO SATURADO E SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA. FONTE: O autor (2019)	58
4.23	AMPLITUDES DA FORMA DE ONDA DO CFR NÃO SATURADO E SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA. FONTE: O autor (2019)	59
4.24	REDUÇÃO DA PAPR EFETUADA PELO CFR SATURADO E NÃO SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA. FONTE: O autor (2019)	60
5.1	DIAGRAMA DE BLOCOS DO CFR SATURADO COM CONTROLE DE POTÊNCIA DE SATURAÇÃO . FONTE: O autor (2019).	62

Lista de Tabelas

4.1	RESULTADOS DO CFR COM APENAS O BLOCO HARD-CLIPPING (CFR CONVENCIONAL). FONTE: O autor(2019).	41
4.2	VARIÁVEIS OTIMIZADAS PARA UM FILTRO FIR (6 COEFICIENTES DE VALORES REAIS). FONTE: O autor (2019).	43
4.3	RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO DO CFR NÃO SATURADO COM 6 COEFICIENTES NO FILTRO FIR. FONTE: O autor(2019)	43
4.4	VARIÁVEIS OTIMIZADAS PARA UM FILTRO FIR (10 COEFICIENTES DE VALORES REAIS)	46
4.5	RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO DO CFR NÃO SATURADO COM 10 COEFICIENTES PARA FILTRO FIR. FONTE: O autor (2019).	46
4.6	RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO DO CFR SATURADO COM 6 COEFICIENTES PARA FILTRO FIR. FONTE: O autor(2019).. . . .	48
4.7	RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO DO CFR SATURADO COM 10 COEFICIENTES PARA FILTRO FIR. Fonte: O autor(2019).	51
4.8	RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO DO CFR NÃO SATURADO USANDO FILTRO FIR PROJETADO NA FREQUÊNCIA	54
4.9	RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO DO CFR SATURADO USANDO FILTRO FIR PROJETADO NA FREQUÊNCIA. FONTE: O autor(2019).	57
4.10	RESUMO DOS RESULTADOS OBTIDOS PARA TODAS AS PROPOSTAS IMPLEMENTADAS. FONTE: O autor(2019).. . . .	60

Lista de acrônimos

3GPP	Programa de Parceria de Terceira Geração
ACI	Interferência no canal adjacente
ACPR	Razão de Potência de Canal Adjacente
BER	Taxa de erro binária
CC	Corrente Contínua
CFR	Redutor de Fator de Crista
DPD	Pré-Distorção Digital
EVM	Magnitude do Vetor de Erro
FIR	Resposta ao Impulso Finita
HSDPA	Acesso de pacote de downlink de alta velocidade
IIR	Resposta ao Impulso Infinita
LPF	Filtro Passa-Baixa
OFDM	Multiplexação de divisão de frequência ortogonal
OFDMA	Acesso Múltiplo por Divisão Ortogonal de Frequência
PA	Amplificador de Potência
PAPR	Razão de Potência de Pico pela Potência Média
PSD	Densidade Espectral de Potência
RF	Rádio frequência
RRC	Filtro coseno de raiz levantada
WCDMA	Acesso Múltiplo por Divisão de Código de Banda Larga

Sumário

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	OBJETIVO DO TRABALHO	14
1.1.1	Objetivo Geral.	14
1.1.2	Objetivos Específicos	14
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	14
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.	15
2.1	AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA DE RÁDIO FREQUÊNCIA (RF-PA)	15
2.2	COMPROMISSO ENTRE EFICIÊNCIA E LINEARIDADE	17
2.3	MÉTRICAS DE DISTORÇÃO	20
2.3.1	MAGNITUDE DO VETOR DE ERRO	20
2.3.2	RAZÃO DE POTÊNCIA DE CANAL ADJACENTE	21
2.4	REDUTOR DE FATOR DE CRISTA	22
2.5	LIMITADOR <i>HARD-CLIPPING</i>	23
2.6	FILTROS DIGITAIS	25
2.6.1	FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	25
2.6.2	FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DO TEMPO	26
2.6.3	PRÉ-DISTORÇÃO DIGITAL (DPD).	28
2.6.4	DPD SATURADO	29
3	MÉTODOS.	33
3.1	CFR NÃO SATURADO PARA LINEARIZAÇÃO DE PA	34
3.1.1	MODELO GERAL DO CFR	34
3.1.2	CFR NÃO SATURADO UTILIZANDO FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍ- NIO DO TEMPO	34
3.1.3	CFR SATURADO UTILIZANDO FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DO TEMPO.	35
3.1.4	CFR NÃO SATURADO IMPLEMENTANDO FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.	36
3.1.5	CFR SATURADO IMPLEMENTANDO FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍ- NIO DA FREQUÊNCIA	38
3.1.6	IMPLEMENTAÇÃO DOS MÉTODOS UTILIZANDO OTIMIZADOR NÃO LINEAR.	38
4	RESULTADOS.	40
4.1	CFR COM APENAS LIMITADOR <i>HARD-CLIPPING</i> E SEM FILTRO	41

4.2	CFR UTILIZANDO FILTRO PROJETADO NO DOMÍNIO DO TEMPO	42
4.2.1	CFR NÃO SATURADO USANDO FILTRO FIR DE 6 COEFICIENTES	43
4.2.2	CFR NÃO SATURADO USANDO FILTRO FIR DE 10 COEFICIENTES PRO- JETADO NO DOMÍNIO DO TEMPO	45
4.2.3	CFR SATURADO UTILIZANDO FILTRO FIR DE 6 COEFICIENTES PROJE- TADO NO DOMÍNIO DO TEMPO	48
4.2.4	CFR SATURADO COM FILTRO FIR DE 10 COEFICIENTES PROJETADO NO DOMÍNIO DO TEMPO	50
4.3	CFR USANDO FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.	53
4.3.1	CFR NÃO SATURADO UTILIZANDO FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍ- NIO DA FREQUÊNCIA	53
4.3.2	CFR SATURADO UTILIZANDO FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	56
5	CONCLUSÃO	61
5.1	TRABALHOS FUTUROS	61
	Referências	63

1 INTRODUÇÃO

As cidades apresentam uma tendência a se converterem em *smartcities*, que são cidades onde existe um uso mais intenso de tecnologias de comunicação e informação para as gestões cotidianas da população, o que gera um maior incremento no consumo de pacotes de dados e trocas de informação por parte dos usuários conectados (ZANELLA et al., 2014).

A popularização e o fácil acesso aos dispositivos de comunicação sem fio exigem maiores taxas de transferência de dados. A banda reservada para esses sistemas é limitada devido ao espectro ser bastante disputado entre diferentes aplicações, e quanto maior a quantidade de informação a ser transmitida, maior é a largura de banda necessária (SILVA, 2013). Existem várias tecnologias de acesso digital que permitem obter alta eficiência espectral, como por exemplo, *Wide-Band Code-Division Multiple Access* (WCDMA), *High-Speed Downlink Packet Access* (HSDPA), *Orthogonal Frequency Division Multiplex / Multiple Access* (OFDM/OFDMA), necessárias para a transmissão de grandes quantidades de informação na largura de banda disponível.

Porém, uma das maiores desvantagens dessas tecnologias ocorre nos sinais no domínio do tempo, pois são observados neles grandes variações na amplitude da envoltória do sinal. Com isso, obtêm-se valores da razão da potência de pico pela potência média (PAPR) extremadamente elevados. A PAPR é um parâmetro que mede a razão entre a potência máxima de transmissão e a potência média do sinal. Um valor elevado de PAPR é indesejável, pois o sinal torna-se sensível aos efeitos da não linearidade gerados pelo PA (JIANG; WU, 2008).

No entanto, os sinais a serem transmitidos apresentam um elevado valor da PAPR, o que resulta em uma redução da eficiência do transmissor. Além disso, um PA operando em uma região linear é interpretado como um elemento de baixo rendimento e maior consumo de energia, caso contrário, quando atua em sua região não linear, sua eficiência incrementa (CRIPPS, 2006).

Visto que os PAs de RF são os componentes que consomem mais energia no sistema de comunicação e naturalmente são ineficientes (RAZAVI; BEHZAD, 1998), surge a necessidade de pesquisar uma arquitetura que possa fazer com que o PA otimize seu desempenho.

Por isso, existem técnicas que permitem a otimização e melhoria da eficiência do PA, através da redução da PAPR dos sinais de valores complexos, dentre elas, uma com grande aceitação é a redução do fator de crista (CFR) (MBAYE et al., 2014). No entanto, para alcançar uma boa eficiência no PA, não basta utilizar uma técnica que permita obter uma maior potência média de saída neste elemento, mas também é necessário um modelo de linearização para complementar a CFR. (GOTTHANS; BAUDOUIN; MBAYE, 2013).

No estudo de Silva (2013), é proposta uma abordagem baseada no uso combinado de CFR e um Pré-Distorcedor Digital (DPD) para a redução da PAPR e linearização do PA, porém essa proposta não mostrou resultados com o PA saturado, o que seria interessante na avaliação, visto que a saturação é o ponto onde se produz a maior redução da PAPR.

A inserção de um DPD ideal permite atingir o valor máximo de potência média de saída, de tal forma que as métricas de distorção dentro e fora de banda satisfaçam os limites das normas impostas pelos órgãos regulatórios (JIANG; WU, 2008).

Como referência para este estudo, é possível encontrar trabalhos na literatura, que têm como principal abordagem a redução da PAPR e a implementação de técnicas de linearização para PAs de rádio frequência. Alguns trabalhos existentes: redução da razão da potência de pico pela potência média para OFDM por recorte repetido e filtragem de domínio na frequência (ARMSTRONG, 2002), efeitos da redução da PAPR em PAs de alta potência (BO et al., 2005), amplificação linear eficiente usando amplificadores de potência com *overdrive* pré-distorcidos digitalmente (HAMMI, 2015), combinação entre pré-distorção digital e redução de fator de crista para a linearização de amplificadores de potência para sistemas de telecomunicações sem fio (SILVA, 2016).

Este trabalho se justifica pela necessidade atual de pesquisas que deem suporte à melhoria da eficiência de transmissão. De acordo com a literatura revisada, é importante que haja uma redução da PAPR, pois quanto maior esta métrica, menor a potência média de saída do PA e, portanto, menor a eficiência e o desempenho na etapa de transmissão no sistema de comunicação sem fio (SILVA, 2016).

Este estudo de pesquisa propõe a otimização de um sistema de telecomunicações, melhorando a eficiência da etapa de transmissão, a partir da redução da PAPR de um sinal de rádio frequência. Além disso, também é proposta a extração única dos parâmetros que compõem esse sistema.

1.1 OBJETIVO DO TRABALHO

1.1.1 Objetivo Geral

O objetivo deste trabalho é propor uma técnica para melhorar o desempenho de PAs de rádio frequência (RF) para sistemas de telecomunicação sem fio baseada na redução da PAPR.

1.1.2 Objetivos Específicos

- a) Satisfazer as métricas de linearidade nos canais adjacentes e principal segundo regulamentação da norma 3GPP.
- b) Identificar simultaneamente, a partir de uma otimização global, os parâmetros de ajuste dos métodos a serem implementados.
- c) Determinar o nível ótimo de saturação do DPD que permita a linearização e o compromisso entre linearidade e eficiência.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O restante deste trabalho divide-se da seguinte forma: no Capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica dos métodos que permitem aumentar a eficiência de PAs, especialmente as técnicas de CRF. No Capítulo 3 apresentam-se os métodos empregados para o desenvolvimento deste trabalho. No Capítulo 4 são apresentados os resultados da comparação entre os métodos propostos. Por fim, no Capítulo 5 apresentam-se as conclusões desta dissertação.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Os sistemas modernos de comunicação precisam suportar uma quantidade variável de formatos de modulação, largura de banda e frequências de operação (GUSTAFSSON; ANDERSSON; FAGER, 2013). Uma etapa de vital importância nestes sistemas é o transmissor, o qual está constituído por diferentes dispositivos eletrônicos como o PA. Ele é considerado o elemento mais importante na cadeia de transmissão em termos de linearidade e eficiência (PEDRO; MAAS, 2005).

Existem técnicas muito difundidas de modulação digital que suportam uma taxa de dados cada vez maior devido a sua eficiência espectral. Uma delas de grande relevância é a WCDMA, devido a sua eficiência espectral e robustez ao desvanecimento do canal. WCDMA é uma tecnologia de transmissão de dados que utiliza sua banda dividida em múltiplas portadoras ortogonais, chamadas subportadoras (HAMMI, 2015).

Contudo, as desvantagens das novas tecnologias de acesso digital, incluindo a WCDMA, é que elas apresentam um alto valor de PAPR, por consequência, não é alcançada a região que fornece a maior eficiência no PA (ARMSTRONG, 2002).

2.1 AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA DE RÁDIO FREQUÊNCIA (RF-PA)

Entende-se por comunicação sem fio aquele tipo de comunicação cuja propagação do sinal neste tipo de sistema é realizada através de onda de rádio frequência (radiação eletromagnética com comprimento de onda maior, e frequência menor, do que a radiação infravermelha) (RAJU, 2006).

Este sistema de transmissão é formado por vários elementos que têm por objetivo processar, modular, filtrar e amplificar o sinal para logo depois enviá-lo ao elemento receptor através do ar (antena). Na Figura 2.1, observa-se um modelo típico de um sistema de transmissão sem fio, em que o PA é o elemento de maior relevância energética no sistema de RF.

Como foi expresso anteriormente, o PA é o elemento mais importante na cadeia de transmissão no aspecto de linearidade e eficiência energética (PEDRO; MAAS, 2005). Por tal motivo, existe a necessidade de fazer com que seu desempenho seja o melhor possível. Ele realiza uma função de destaque, visto que ele está na interface do transmissor, sendo sua principal função a amplificação do sinal de rádio frequência antes deste ser enviado ao canal principal (BOUMARD et al., 2014).

Em outras palavras, um PA é o dispositivo que converte a energia de uma fonte de potência, fonte de alimentação contínua, em uma energia de RF radiada pela antena (SILVA, 2014)), e tecnologicamente é constituído por transistores eletrônicos de material semicondutor (ZHU; BRAZIL, 2002).

Ao se projetar um transmissor, deve-se levar em conta que os PAs apresentam sua maior eficiência perto da saturação, que corresponde à região não linear. Por outro lado, uma operação

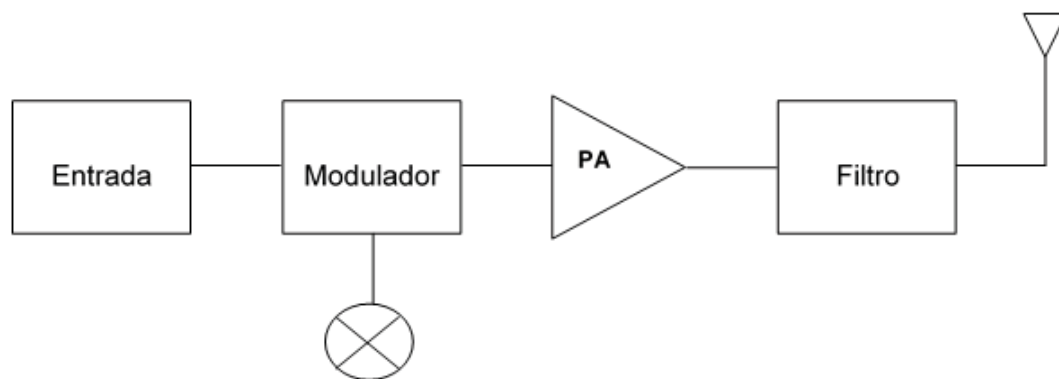


Figura 2.1: DIAGRAMA DE BLOCO DO ELEMENTO TRANSMISSOR.
FONTE: O autor (2019)

apenas linear fornece uma amplitude baixa do sinal a ser transmitido, mas garante uma menor distorção dele (LIMA et al., 2009).

É válido ressaltar o destaque das agências reguladoras em relação à exigência da operação do PA em resposta linear, pois ao operar dessa maneira são reduzidas as distorções provocadas por produtos de intermodulação que geram emissão de sinais em canais adjacentes.

A Figura 2.2 apresenta o processo de conversão de energia de um PA, em que se observa a dissipação de energia causada por um PA operando em uma região de baixa eficiência. Nesta figura, P_{in} é a potência de entrada, P_{out} a potência de saída (resposta amplificada) e potência CC é a fonte de alimentação.

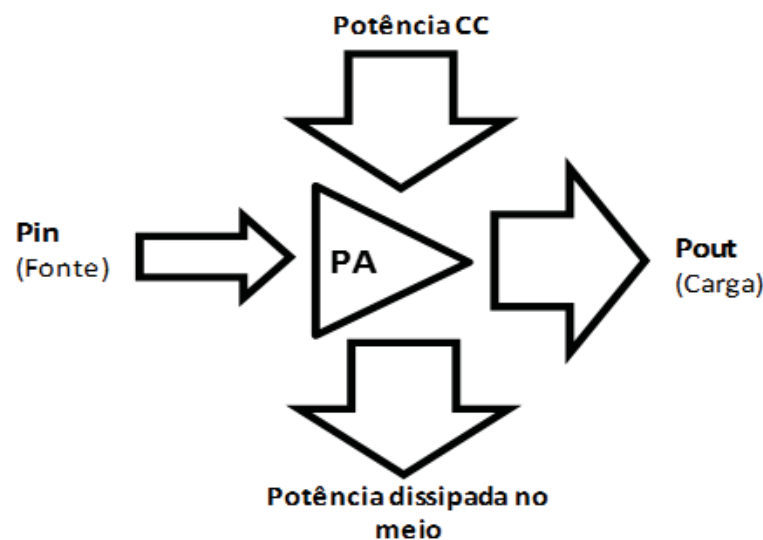


Figura 2.2: FLUXOS DE POTÊNCIA EM UM PA.
FONTE: O autor (2019).

Por fim, pode-se dizer que os PAs de RF são caracterizados por seu ganho, linearidade e eficiência, cuja variação vai depender das características do sinal de entrada. No caso da potência média de saída, ela tem relação diretamente proporcional à eficiência energética e a existência de uma alta PAPR pode ser um problema em questão de eficiência (JOUNG; HO; SUN, 2014).

Devido a essa alta PAPR, os PAs são obrigados a operar em *back-off*, uma vez que é preciso evitar o ponto de saturação que gera distorções na banda passante e fora da banda. O *back-off* é um termo que indica a redução da potência de saída associada à baixa eficiência de

um PA ou à redução da potência de entrada deste. Um PA que opera em uma região de maior *back-off* apresentará menor rendimento, porém menores distorções no sinal de saída.

Espera-se que a amplificação nos PAs seja de forma linear, além disso, um PA operando muito abaixo da sua capacidade real terá como consequências uma significativa perda na eficiência, bem como uma enorme quantidade de energia dissipada em forma de calor (JIANG; WU, 2008).

2.2 COMPROMISSO ENTRE EFICIÊNCIA E LINEARIDADE

Um aspecto importante no estudo e projeto de sistemas de transmissão RF é o compromisso entre eficiência e linearidade nos PAs. Em um PA, a potência da fonte de alimentação é enviada à carga passando pelo circuito de amplificação. A potência não transmitida é dissipada em forma de calor (SILVA, 2014).

Quanto mais eficiente é um PA, maior é o aproveitamento da potência fornecida pela fonte de alimentação e, portanto, menor é a perda energética em forma de calor. A eficiência do PA aumenta à medida que se aumenta a potência de entrada, portanto há um incremento na potência média de saída do PA. Uma maior potência média de saída pode ser obtida ao se reduzir o valor da PAPR do sinal de saída.

A eficiência de um PA pode ser entendida como uma eficiência de dreno ou desempenho, ou seja, a quantidade de potência em corrente contínua (CC) que é convertida em potência de RF, definida por (CRIPPS, 2006):

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}}, \quad (1)$$

em que η é o rendimento ou eficiência, P_{out} é a potência de saída do dispositivo e P_{DC} a potência da fonte de alimentação em corrente contínua.

Porém, existe uma análise mais detalhada para determinar a eficiência do PA que envolve a fonte em corrente contínua P_{DC} e o valor da potência de entrada P_{in} , chamada de eficiência de potência adicionada (PAE) saída do PA (CRIPPS, 2006), representada por:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}}. \quad (2)$$

A Figura 2.3 ilustra a curva típica de PAE em função da potência de entrada, em que para garantir uma maior eficiência é necessário fazer com que o PA opere em nível alto de potência, o que resulta em uma operação perto da saturação. Por outro lado, quando o PA está em uma região linear, ele opera de forma ineficiente e apresenta um baixo nível de potência (BONFIM, 2016).

O *back-off* de potência dos PAs faz com que haja uma redução dos produtos de intermodulação (interferências entre usuários de canais adjacentes) e, portanto, uma maior linearidade. Deste modo se produz uma restrição na potência de saída do PA, o que acarreta em uma diminuição da eficiência deste elemento (LIMA et al., 2009).

As técnicas de acesso à tecnologia Sistema Universal de Telecomunicações Móveis (UMTS) ou tecnologia 3G (Terceira Geração) apresentam uma série de benefícios, tais como uso mais eficiente de espectro de rádio e altas taxas de transmissão de dados (SLAVÍK et al., 2010). No entanto, uma desvantagem destas tecnologias de acesso é que apresentam um alto valor da PAPR, traduzido em um deslocamento significativo da potência de pico do sinal em

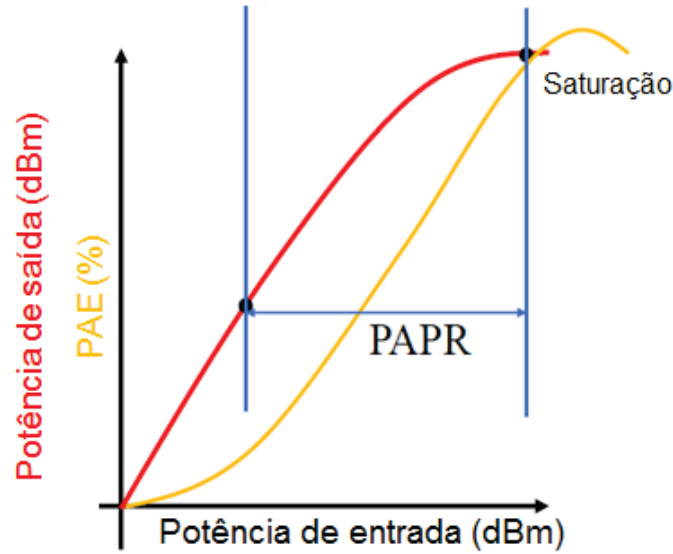


Figura 2.3: CURVA DE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA DOS PA.
FONTE: Luis Scharzt (2019).

relação à potência média (SUDHA; RAO, 2018). A Equação 3 apresenta a expressão matemática que descreve a relação da potência de pico pela potência média de uma sinal de comunicação,

$$PAPR = \frac{peak}{average} = 10 \log_{10} \frac{Max[|x_n|]^2}{E[|x_n|]^2}, \quad (3)$$

em que *peak* é o valor máximo de potência de saída, *average* é a potência média de saída e x_n é o sinal de envoltória complexa. Portanto, ao reduzir o valor da PAPR, alcança-se um alto nível de potência de saída perto de saturação e melhora-se o desempenho do PA.

Além disso, é importante ressaltar que o nível máximo permitido para reduzir a PAPR está associado à deterioração da métrica que mede as distorções dentro da banda, chamada de magnitude do vetor de erro (EVM)(AKAIWA, 2015).O valor de EVM aumenta à medida que o valor de PAPR é reduzido. Esta métrica é abordada mais adiante nesta dissertação.

A Figura 2.4 ilustra os valores médios de PAPR presentes em diferentes tipos de sinais de comunicação, sendo que a PAPR é influenciada pelos valores de picos dos sinais.

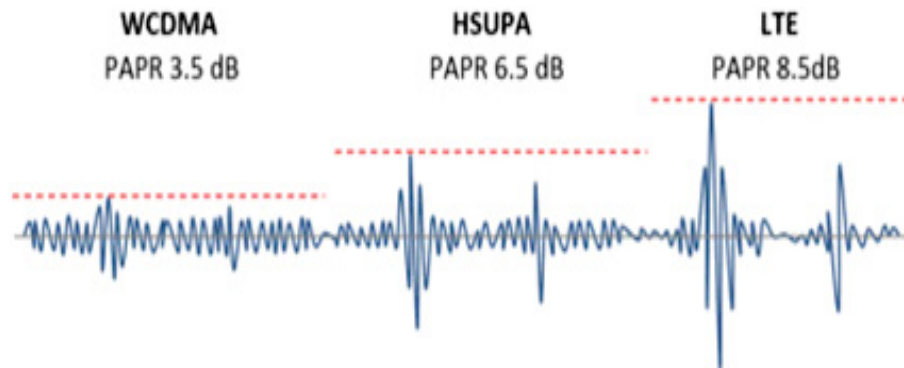


Figura 2.4: COMPARAÇÃO DE VALORES TÍPICOS DE PAPR EM SINAIS DE COMUNICAÇÃO.
FONTE: TelecomHall (2019).

Para este caso de estudo, um sinal WCDMA foi considerado e na Figura 2.5 este sinal é mostrado se propagando no domínio do tempo. Nesta figura a linha preta representa o valor do pico e a linha vermelha o valor médio do sinal que indica a intensidade do mesmo.

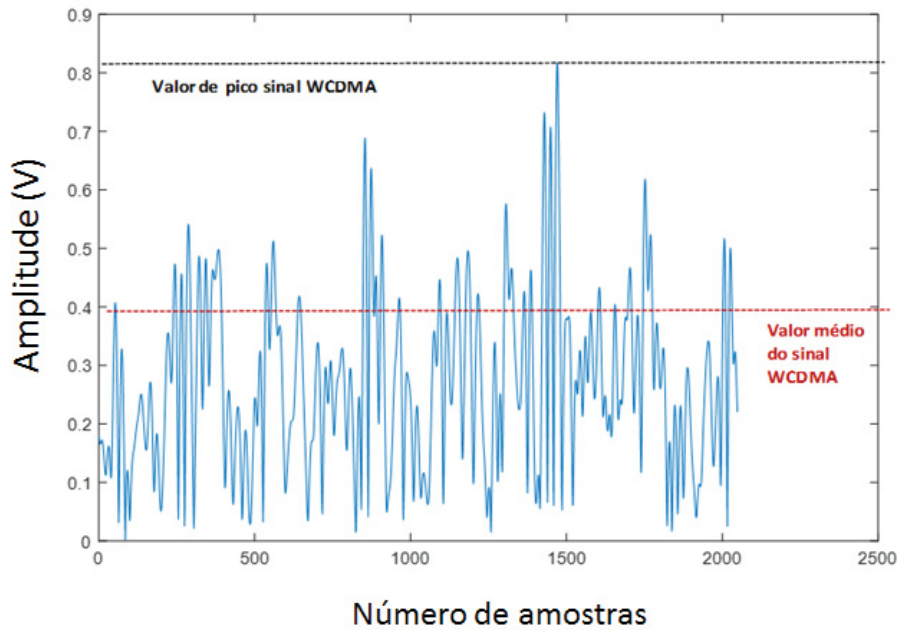


Figura 2.5: ENVOLTÓRIA DE UM SINAL WCDMA NO DOMÍNIO DO TEMPO.
FONTE: O autor (2019).

A operação do PA em resposta linear visa evitar interferências devido a produtos de intermodulação e espalhamento de espectro e é por isso que órgãos reguladores exigem que os transmissores cumpram com severas exigências de linearidade (RAAB et al., 2003).

Uma técnica de linearização bem sucedida é a pré-distorção digital (DPD), que consiste em colocar um bloco DPD antes do sinal ser entregue ao PA, mas uma característica de transferência não linear é obtida, que é inversa à característica de transferência do PA. Ambas as características de transferência se complementam, o que resulta em uma importante redução na distorção de intermodulações em todo o sistema (RAMOS et al., 2010).

Dessa forma, o compromisso entre linearidade e eficiência é importante, pois melhora o rendimento de todo o sistema de comunicação, além do seu desempenho energético e a qualidade de transmissão dos dados. Na Figura 2.6 ilustram-se as curvas típicas de eficiência e linearidade dos PAs. Além disso, aborda-se o conceito de ponto de compressão de 1 dB, definido como a potência de entrada que causa uma queda de 1 dB no ganho linear devido à compressão do dispositivo (PA-RF).

Para analisar a linearidade na Figura 2.6, considere um sistema linear que é representado por uma função característica que associa a entrada do sinal com a saída do mesmo, através de:

$$z(n) = F[k(n)], \quad (4)$$

em que o sinal de saída é $z(n)$ e o sinal de entrada é representado por $k(n)$. Uma característica dos sistemas lineares é a sobreposição e homogeneidade, portanto se a entrada é definida por:

$$k(n) = k_1(n)a_1 + k_2(n)a_2, \quad (5)$$

em que a_1 e a_2 são constantes, então o sistema linear pode ser representado através de:

$$z(n) = F[k(n)] = z_1(n)a_1 + z_2(n)a_2, \quad (6)$$

em que $z_1(n)$ e $z_2(n)$ são as respostas individuais às entradas $k_1(n)$ e $k_2(n)$, respectivamente.

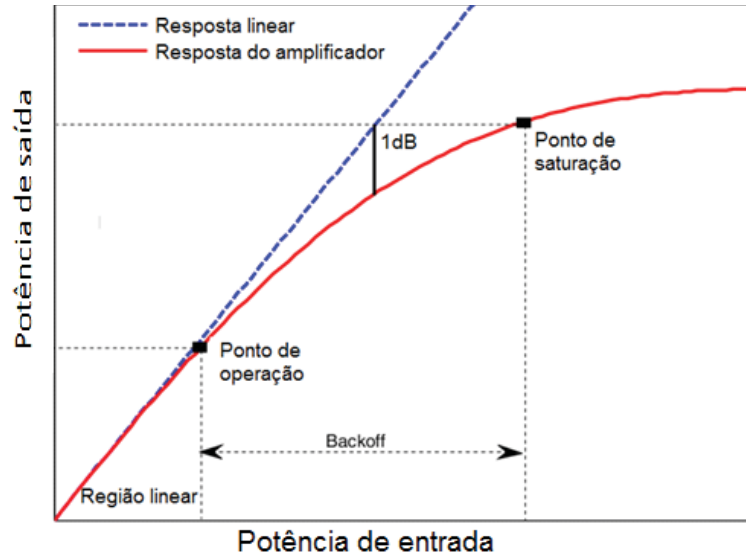


Figura 2.6: PONTO DE COMPRESSÃO, EFICIÊNCIA E LINEARIDADE DE UM PA.
FONTE: O autor (2019).

É importante ressaltar que à medida que o nível de potência aumenta e se aproxima da saturação, começam a se apresentar as características de não linearidade (VEIGA et al., 2009). Essa característica de entrada e saída da região não linear pode ser aproximada por um polinômio na forma:

$$G_o = h_1 G_i n + h_2 G_i n^2 + h_3 G_i n^3 + h_4 G_i n^4 + h_5 G_i n^5 + \dots, \quad (7)$$

em que G_o e $G_i n$ são as amplitudes instantâneas da saída e da entrada do sinal, respectivamente, e h_n são os coeficientes polinomiais. Tal polinômio descreve o comportamento das não linearidades que, quando aplicado a um sinal de entrada, conduz à aparição de compressão do ganho, produtos de intermodulação e harmônicos.

2.3 MÉTRICAS DE DISTORÇÃO

2.3.1 MAGNITUDE DO VETOR DE ERRO

A magnitude do vetor de erro (EVM) é uma importante figura de mérito que quantifica o desempenho de um sistema de comunicação sem fio, tanto no transmissor quanto no receptor. Em outras palavras, EVM é a diferença do vetor entre o sinal transmitido (ideal) e o sinal recebido (HUMPHREYS; DICKERSON, 2007). Ela indica o quão longe os pontos de constelação estão das coordenadas ideais, ajudando na identificação de fonte da degradação e desequilíbrio I-Q, não linearidade de amplitude e ruído de fase. A EVM é calculada por:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N |y(n) - w(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |w(n)|^2}} \cdot 100\%, \quad (8)$$

em que N é o número total de amostras no tempo discreto a ser transmitido, $y(n)$ é a forma de onda de modulação complexa de saída e $w(n)$ é a forma de onda de referência medida. Segundo a norma regulatória 3GPP, o valor da EVM, que é um dos critérios a ser utilizado neste trabalho, não deve ultrapassar 17,5% para um sinal WCDMA (HOLMA; TOSKALA, 2005).

A Figura 2.7 ilustra os dados transmitidos pelo emissor, representados em bits, em um diagrama de constelação de quadratura simples, 4-QAM, em que o eixo I representa a via em fase, e o eixo Q, ou via em quadratura, é um deslocamento de 90° de uma onda senoidal da portadora I. Também nessa figura ilustra-se a localização dos vetores de símbolos de referência e símbolos medidos, em que a diferença de localização entre o fasor de referência (Ideal) e o medido (Real) é o valor de EVM.

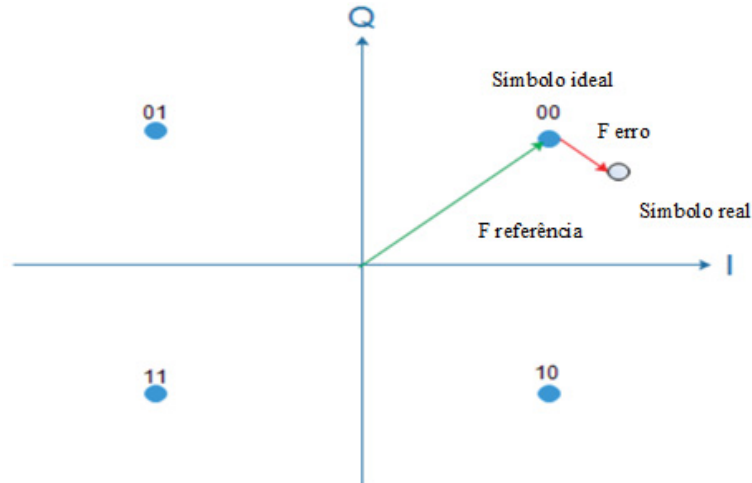


Figura 2.7: DIAGRAMA DE CONSTELAÇÃO PARA CÁLCULO DA EVM.
FONTE: O autor (2019).

2.3.2 RAZÃO DE POTÊNCIA DE CANAL ADJACENTE

A densidade espectral de potência (PSD) é uma distribuição da potência ou energia associada em componentes de frequência que constituem esse sinal. PSD é expresso em unidades de potências relacionadas a unidades de frequência (dBm/Hz, W/Hz) (STOICA; MOSES et al., 2005).

A razão de potência de canal adjacente (ACPR) é definida como a razão entre a potência total integrada do canal adjacente e a potência útil da banda principal (CARVALHO; PEDRO, 1999). Além disso, permite limitar a distorção máxima permitida fora da banda principal do sinal. A ACPR pode ser expressa através de:

$$ACPR = 10 \log_{10} \left[\frac{\int_{adj} |Y(f)|^2 df}{\int_{princ} |Y(f)|^2 df} \right], \quad (9)$$

em que $Y(f)$ é a representação do sinal de saída no domínio da frequência, baseado na transformada discreta de Fourier, com referência à integração dos canais adjacente e principal.

Na Figura 2.8, é apresentada a máscara para o cálculo da ACPR do sinal de teste levando em consideração as especificações deste sinal. Esta métrica mede as características de linearidade nos dispositivos sob teste (DUTs) e indica a quantidade de densidade espectral que existe nas bandas adjacentes.

A ACPR está muito relacionada às interferências de intermodulação que ocorrem nos canais adjacentes, por isso a importância da existência de um limite regido por normas regulamentadoras. Para o cálculo da ACPR, neste trabalho, utilizou-se uma largura de banda de 3,84 MHz para ambos os canais principal e adjacente, com separação entre as frequências centrais dos dois canais de 5 MHz. Segundo a norma regulatória 3GPP, o valor da ACPR não

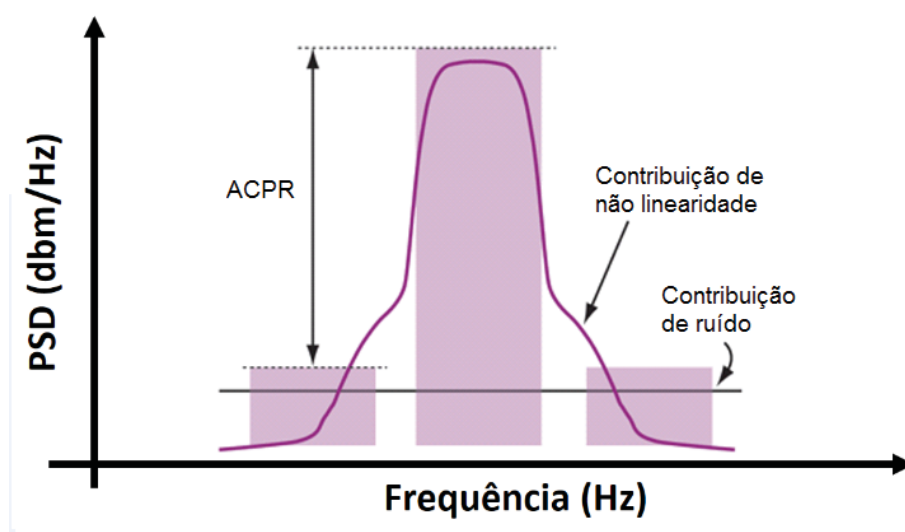


Figura 2.8: MÁSCARA PARA CÁLCULO DA ACPR.
FONTE: O autor (2019).

deve ultrapassar o valor de -45 dB para um sinal WCDMA, um dos critérios utilizados neste trabalho para a otimização dos métodos propostos.

2.4 REDUTOR DE FATOR DE CRISTA

O redutor de fator de crista (CFR) tem por objetivo reduzir a PAPR do sinal de entrada. De acordo com a seção 2.2, para ser alcançada uma boa qualidade de transmissão pelo PA, é preciso ter um compromisso entre linearidade e eficiência. Agências reguladoras propõem não ultrapassar certas especificações de linearidade que possam afetar com distorções significativas o sinal a ser transmitido.

Um PA linearizado que ainda não alcança o ponto de saturação, ou seja, que opera na região linear produz distorções quase insignificantes na sua saída. Em contrapartida, quando ele opera nas proximidades da saturação ou na região não linear, os efeitos de distorção são bem maiores. Portanto, é importante determinar um ponto de operação para o PA nas proximidades de saturação até o limiar onde são atingidos valores de operação que cumpram com os padrões estabelecidos (WASAFF, 2005).

Além disso, as distorções alcançam níveis menores dentro da banda passante nos PA linearizados em saturação, devido ao limite de distorção ser atingido com maior facilidade nas bandas adjacentes do que na banda passante (WASAFF, 2005).

Os CFRs reduzem o valor do pico ao inserir de forma proposital distorções dentro da banda (SCHOULTEN; LIMA, 2017). Neste contexto, uma PAPR reduzida permite um desempenho mais eficiente, mais estável e com uma maior eficiência da potência do PA ao ser operado perto da saturação (BRAITHWAITE, 2012)

Outro método de CFR recorrente na literatura consiste em janelas de picos (*Peak Windows*). Este tipo de técnica tem por objetivo suavizar os cantos afiados do *hard-clipping*. No algoritmo de *Peak Windows*, o recorte é implementado devido à multiplicação do sinal original na região do pico por uma função de janelamento.

Por outro lado, está o método de cancelamento de picos, ilustrado na Figura 2.9, que consiste em um algoritmo para reduzir a PAPR do sinal. Destina-se a encontrar um equilíbrio

entre as emissões nas bandas adjacentes e a qualidade da forma de onda na banda principal quando comprimido o sinal para uma determinada PAPR (MONTORO et al., 2007).

Esse método primeiro identifica os picos que estão acima do limiar, o qual é determinado pela PAPR alvo, a magnitude de cada pulso é identificada dando origem a uma sequência de picos. Logo depois, os picos resultantes são divididos em segmentos e, em cada segmento, apenas o pico com a magnitude máxima entre todos os picos nesse segmento permanecerá.

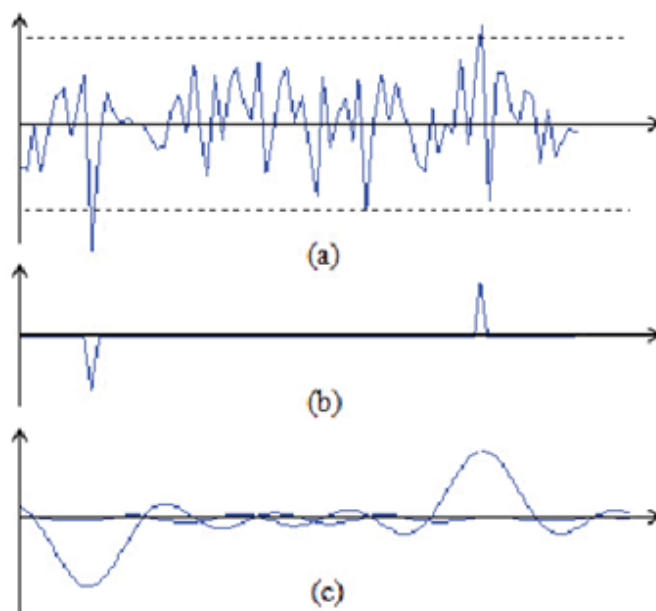


Figura 2.9: MÉTODO DE CANCELAMENTO DE PICOS.

a) SINAL ORIGINAL b) IDENTIFICAÇÃO DE PICOS c) CANCELAMENTO DE PICO DIMENSIONADO E DESLOCADO.

FONTE: Seshadri Mohan (2019).

Pode ser aplicado um filtro passa-baixa nos picos, o que vai gerar pulsos de cancelamento. A forma do pulso depende da resposta temporal do filtro passa-baixa. Finalmente, o sinal de saída reduzido é calculado subtraindo uma versão ponderada dos pulsos de cancelamento do sinal de entrada original.

Todas as técnicas de redução da PAPR têm suas próprias vantagens e desvantagens e segundo (BO et al., 2005), devem ser considerados certos fatores que garantam essa eficiência na realização de técnicas de CFR. Dentre esses fatores de importância, têm-se a complexidade computacional, o desempenho na taxa de erro de *bit* (BER) e os ruídos tanto nas bandas laterais quanto na banda principal, os quais afetarão o desempenho da interferência de canal adjacente (ACI).

2.5 LIMITADOR *HARD-CLIPPING*

O limitador *hard-clipping* no processamento de sinal é o módulo que limita um sinal de entrada quando este ultrapassa certo valor limiar. *Hard-clipping* insere alguma forma de distorção dentro e fora da banda, porém ela é considerada como aceitável dentro do canal principal e, nos canais adjacentes, um filtro inserido após o limitador pode reduzi-las, se estas distorções não ultrapassarem as normas das métricas EVM e ACPR estabelecidas pela 3GPP. Neste contexto, o *clipping* recorta o sinal enquanto o filtro tem como alvo minimizar as distorções que acontecem nos canais adjacentes (SCHOULTEN; LIMA, 2017).

Na Figura 2.10 se observa o diagrama do limitador *hard-clipping* em que as amplitudes do sinal de entrada $w(n)$ e na saída do bloco $x(n)$ são limitadas.

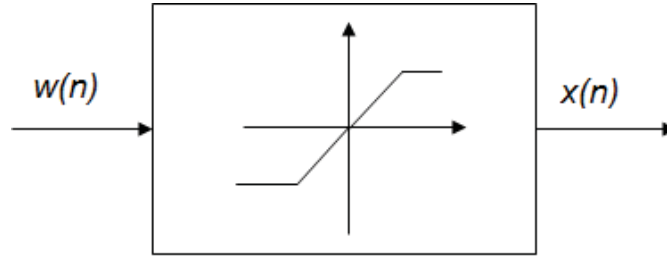


Figura 2.10: DIAGRAMA DO LIMITADOR *HARD-CLIPPING*.
FONTE: O autor (2019).

O sinal de saída $x(n)$ apresenta distorções. Por esse motivo frequentemente é colocado um filtro que reduz as distorções fora da banda. Na Figura 2.11 apresenta-se a técnica que combina um *hard-clipping* seguido de um filtro digital, denominada de CFR não saturado.

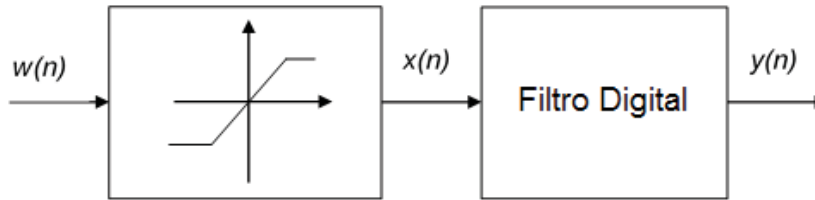


Figura 2.11: DIAGRAMA DE BLOCOS DO CFR NÃO SATURADO.
FONTE: O autor (2019).

A expressão matemática do limitador de amplitude *hard-clipping* no domínio do tempo é dada por:

$$x[n] = \begin{cases} w[n], & |w[n]| < L \\ L \exp\{j\angle w[n]\}, & |w[n]| \geq L \end{cases} \quad (10)$$

em que $x[n]$ é o sinal de saída, $w[n]$ é o sinal de entrada e L é o fator de *clipping* que apresenta apenas um parâmetro de valor real. O fator de *clipping* L é um valor que irá limitar a amplitude do sinal. É um parâmetro flexível que é escolhido através de um algoritmo de otimização.

Na análise matemática da equação 10 é observado que a amplitude do sinal $x[n]$ será igual à amplitude de $w[n]$ da sequência de pontos do sinal se L for maior que $w[n]$, caso contrário a amplitude de $x[n]$ será igualada ao valor de *clipping* L . Para o caso da fase do sinal, é importante notar que o limitador *hard-clipping* não modifica sua fase.

A característica de transferência que é gerada em um limitador do tipo *hard-clipping* descreve-se na Figura 2.12, em que se pode observar a relação entre as amplitudes de entrada $|w[n]|$ e saída $|x[n]|$. Tal resposta apresenta uma região estacionária associada à modificação da amplitude do sinal feita pelo fator de limitação L e uma região em que as amplitudes tanto de entrada quanto de saída apresentam o mesmo valor. Em outras palavras a região de atuação do modelo limitador *hard clipping* é apenas na fase estacionária, de tal forma que o sinal na saída do limitador terá como nível máximo de amplitude o valor de projeto do coeficiente de limitação L .

Para obter a melhor redução da PAPR é necessário determinar os valores otimizados dos parâmetros de ajuste do limitador *hard-clipping* e do filtro digital, presentes nos seus modelos matemáticos.

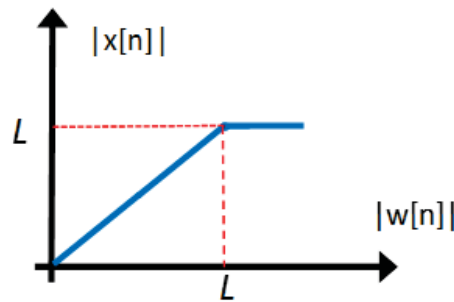


Figura 2.12: CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA DO LIMITADOR *HARD-CLIPPING*.
FONTE: O autor (2019).

2.6 FILTROS DIGITAIS

2.6.1 FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

A filtragem é utilizada com a finalidade de reduzir as distorções espectrais fora da banda que são geradas pelo limitador *hard-clipping*. Porém, ela pode causar algum tipo de restauração dos picos do sinal que foram recortados pelo *clipping*. É importante ressaltar que quando um sinal digital é cortado, o ruído desse recorte que cai dentro da banda não pode ser reduzido pelo filtro (LI; CIMINI, 1997).

Há vários tipos de filtros que ajudam a reduzir o efeito de distorções após aplicações de *clipping*, um exemplo são os filtros passa-baixas que permitem passar apenas os sinais que possuem uma frequência abaixo de certo valor ou certa frequência de corte do filtro. A partir dessa frequência de corte (F_o) seu ganho cai, obtendo-se uma atenuação acentuada no sinal.

Os filtros digitais em geral podem operar no domínio da frequência ou no domínio do tempo. No domínio da frequência, o efeito de aplicar um filtro ao sinal é equivalente a multiplicar o espectro do sinal pelo do filtro. O resultado será um espectro que combina as características do sinal de entrada com aquelas do filtro.

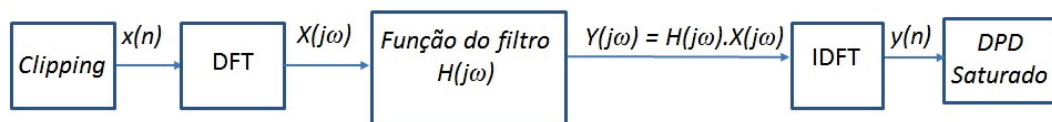


Figura 2.13: DIAGRAMA DE FILTRAGEM NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.
FONTE: O autor (2019).

A Figura 2.13 mostra o processamento de um sinal filtrado no domínio da frequência. Observa-se um sinal de entrada $x(n)$ no domínio do tempo, posteriormente, esse sinal passa através de um bloco com função de Transformada de Fourier, resultando em um sinal $X(j\omega)$, no domínio da frequência. Tal sinal é processado pela função do filtro, gerando-se uma resposta de filtragem no domínio da frequência, $Y(j\omega) = H(j\omega) \cdot X(j\omega)$, por fim o sinal filtrado é novamente convertido para o domínio do tempo, através da Transformada Inversa de Fourier, obtendo-se $y(n)$ na saída do modelo.

Um filtro ideal seletivo em frequência é aquele que passa exclusivamente exponenciais complexos de um conjunto de frequências e rejeita completamente o restante (OPPENHEIM; SCHAFER; BUCK, 1998). Para os propósitos das técnicas de CFR, os filtros passa-baixas são requeridos porque mantêm inalteráveis os conteúdos espectrais dentro da banda, porém removem

de forma eficaz o conteúdo fora das bandas (SILVA, 2016). Um filtro ideal passa-baixa (LPF) é especificado pelas seguintes condições:

$$|H(w)| = \begin{cases} 1, & |w| < w_c \\ 0, & |w| > w_c \end{cases}, \quad (11)$$

em que w_c é a frequência de corte ou frequência de operação e $|H(w)|$ a resposta do filtro na frequência. Um filtro digital geralmente tem uma fase linear característica sobre a faixa da banda passante do filtro, para garantir que não haja distorção de fase no processo de filtragem (HIPPENSTIEL, 2001).

Por outro lado, convolução no domínio do tempo é produto de sinais no domínio da frequência (INGLE; PROAKIS, 2016). Através do teorema da convolução pode-se verificar uma equivalência entre a filtragem no domínio do tempo e frequência, uma vez que este teorema estabelece que:

$$y(n) = h(n) \otimes x(n), \quad (12)$$

em que $y(n)$ é o sinal de saída filtrado no domínio do tempo, dependente da convolução da resposta ao impulso do filtro $h(n)$ e do sinal de entrada $x(n)$. Aplicando transformada de Fourier nas funções, obtém-se a função no domínio da frequência, dada por:

$$Y(j\omega) = H(j\omega) \cdot X(j\omega), \quad (13)$$

em que $Y(j\omega)$ é o sinal de saída filtrado no domínio da frequência, dependente do produto da função de transferência do filtro na frequência $H(j\omega)$ e do sinal de entrada na frequência $X(j\omega)$.

Portanto, pode-se afirmar que passar um sinal no domínio do tempo para o domínio da frequência, a partir da multiplicação do sinal de informação $X(j\omega)$ pelo filtro no domínio da frequência $H(j\omega)$, e em seguida realizar a inversa da transformada de Fourier, é equivalente ao resultado obtido por uma convolução do sinal de entrada no domínio do tempo e o filtro no domínio do tempo (INGLE; PROAKIS, 2016).

2.6.2 FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DO TEMPO

Um filtro de resposta ao impulso finita (FIR) é um filtro cuja resposta ao impulso tem duração finita. Este tipo de resposta é finita porque se estabiliza em zero no tempo finito, contrário aos filtros de resposta infinita ao impulso (IIR), os quais podem ter uma realimentação interna, obtendo-se uma resposta infinita (HSU, 1995). No domínio do tempo, a equação de um filtro FIR causal de ordem $M - 1$ é dada por:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h(k)x(n - k). \quad (14)$$

Para o projeto de um filtro FIR é preciso encontrar os coeficientes $h(k)$ que resultam em uma resposta de frequência que satisfaz um dado conjunto de especificações do filtro. A saída $y(n)$ de valor complexo está no domínio do tempo e depende das amostras de entradas no domínio do tempo no instante atual (n) e nos instantes no passado ($n - k$). O número de amostras no tempo passado é finito, limitado pelo parâmetro M , sendo esse valor de significativa importância visto que as amostras no tempo passado influenciam no sinal de saída.

Para garantir um menor custo computacional no sistema é necessário obter a menor quantidade de coeficientes possíveis. Uma vantagem de ter menos coeficientes é que menos

blocos de memória são implementados e, portanto, um custo computacional menor é obtido (INGLE; PROAKIS, 2016).

Uma vantagem deste filtro é a sua estabilidade, produto da sua não-recursividade (ausência de *feedback*), além da sua forma simples de se implementar. Para implementar um filtro FIR é preciso levar em consideração três importantes blocos de projeto: multiplicação, adição e atraso de sinal conforme Figura 2.14. Além disso, é necessário armazenar dentro da memória os coeficientes do filtro (OPPENHEIM; SCHAFER; BUCK, 1998).

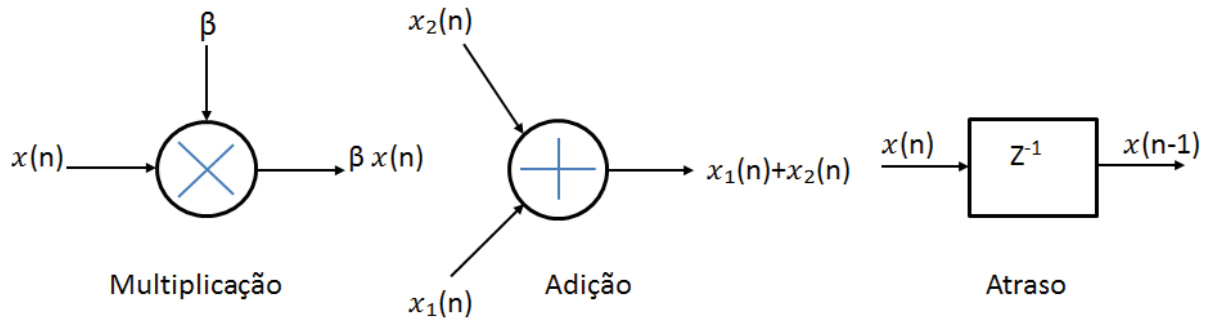


Figura 2.14: ELEMENTOS CONSTRUTIVOS DE UM FILTRO FIR.
FONTE: O autor (2019).

A equação de diferença dos filtros FIR apresentada na equação 14, em combinação com os blocos de projeto da Figura 2.14, permite construir um diagrama em blocos para um filtro de memória (JAYARAMAN et al., 1998). A Figura 2.15 mostra um digrama de bloco de filtro FIR com valor de saída $y[n]$ e os valores de entrada $x[n]$, em tempos passados, levando em consideração o número de coeficientes. Observa-se que o bloco z^{-1} representa a unidade de atraso do filtro FIR.

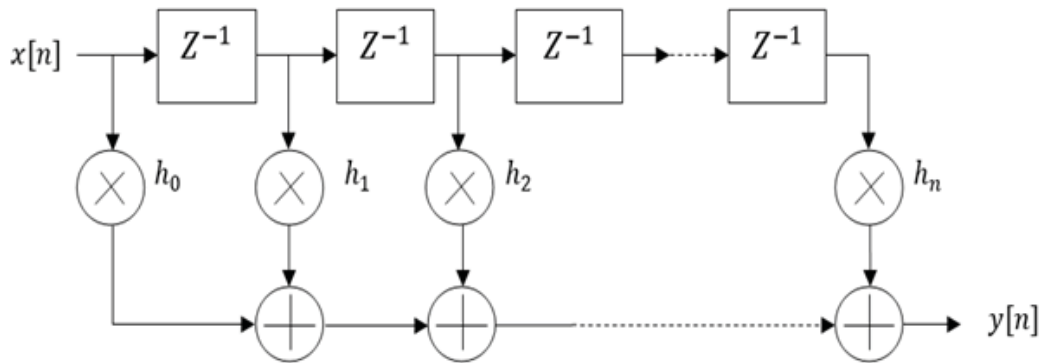


Figura 2.15: DIAGRAMA EM BLOCOS DO FILTRO FIR.
FONTE: O autor (2019).

Um filtro IIR é um filtro cuja resposta ao impulso é infinita. Esse tipo de filtro apresenta uma realimentação interna, podendo-se obter uma resposta indefinida ou que cria certa condição de instabilidade. A condição de instabilidade ocorre quando existe pelo menos um polo cuja amplitude não seja menor que um.

A equação de diferença de um filtro IIR é dada por:

$$y(n) = \sum_{m=0}^M b_m x(n-k) - \sum_{m=1}^N a_m y(n-m), \quad (15)$$

onde os valores b_m e a_m são os coeficientes do filtro, é considerado $a_0=1$, a ordem do filtro é N , por fim as saídas $y(n - m)$ são os instantes presentes e passados dos valores complexos de entrada. A Figura 2.16 ilustra o diagrama com memória de um filtro IIR.

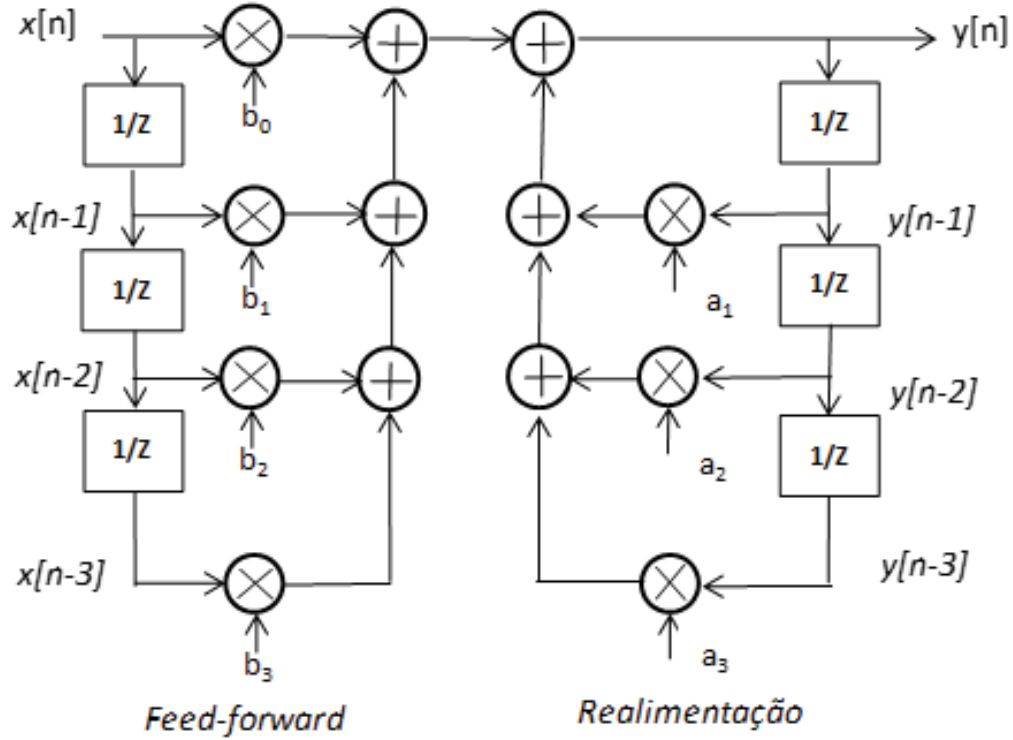


Figura 2.16: DIAGRAMA EM BLOCOS DO FILTRO IIR COM MEMÓRIA.
FONTE: O autor (2019).

2.6.3 PRÉ-DISTORÇÃO DIGITAL (DPD)

A não linearização de um PA obriga-o a operar na região de *back-off*, ou seja, trabalhar em níveis de potência mais baixos para garantir essa linearidade. Porém com essa operação em *back-off*, compromete-se a eficiência do PA e, portanto, tem-se um maior consumo energético pela bateria, o que torna estes elementos de maior tamanho (LIMA et al., 2009).

Com a existência de um esquema de linearização, o *back-off* pode ser reduzido, satisfazendo inclusive o cumprimento das normas de linearidade. Uma técnica eficaz é a pré-distorção digital em banda base (DPD), que tem por finalidade distorcer de forma proposital o sinal antes da amplificação, de tal forma que o sinal de saída amplificado do PA seja uma réplica em escala linear e atrasada do sinal de origem (LIMA et al., 2009).

A Figura 2.17 a) mostra a combinação de dois blocos através de um esquema em cascata de um modelo de pré-distorção digital (DPD) seguido por um PA (DPD+PA). Neste conjunto é fornecida uma resposta linear até alcançar o nível de saturação. O bloco DPD é projetado para gerar uma função de transferência (G) equivalente à função de transferência inversa (F) do PA. A Figura 2.17 b) ilustra a função linear produzida pela combinação das características de transferência do DPD e do PA.

Em outras palavras, a relação entre out_{PA} e in_{DPD} é dada por:

$$out_{PA} = F[G(in_{DPD})] = F[F^{-1}(in_{DPD})] = in_{DPD}. \quad (16)$$

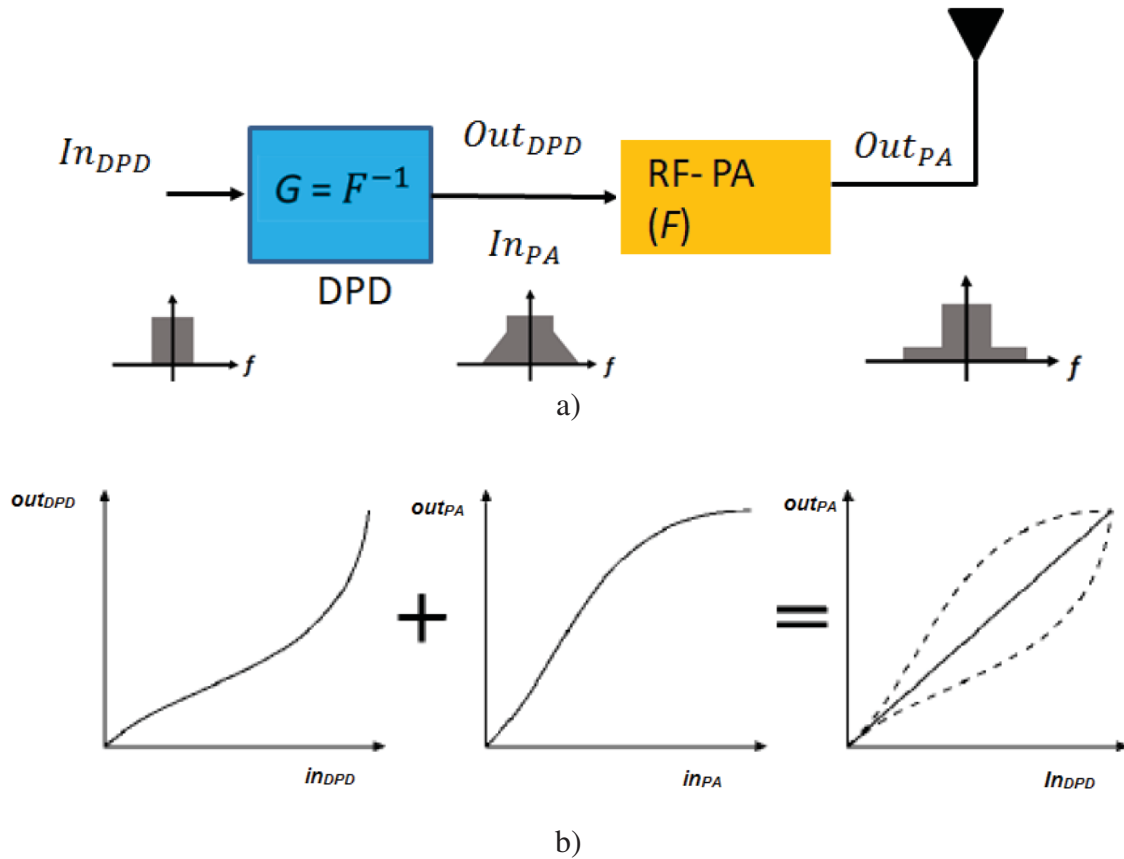


Figura 2.17: DPD COMO INVERSA EXATA DO PA.

a) DIAGRAMA DE BLOCOS b) CARATERÍSTICAS DE TRANSFERÊNCIA

FONTE: O autor (2019).

2.6.4 DPD SATURADO

É necessário permitir a operação do DPD na saturação, visto que neste limiar o DPD deixa de operar em sentido inverso ao PA, fazendo com que não se consiga ultrapassar o nível máximo de entrada. Assim, uma contribuição neste trabalho consiste em determinar esse nível de saturação do DPD em um PA linearizado, que permita obter o menor valor da PAPR para garantir uma maior potência média de saída no PA.

Para a abordagem da linearização, foi considerada uma análise em que o DPD está saturado e possui inversa exata conhecida. Contudo, o DPD tem limitações que podem afetar o funcionamento do sistema.

Uma limitação de destaque é o mapeamento na característica de transferência dos PAs. As características de transferência do PA e da sua inversa são apresentadas na Figura 2.18 a) e b), respectivamente, sendo compostas por três etapas: linear, ponto de compressão e saturação.

Para modelar a resposta típica de um PA, é requerida uma função de mapeamento de um-para-um, ou seja, para qualquer nível de entrada obter-se-á um único valor de saída. A característica de transferência de um PA em inversa é modelada com um mapeamento um-para-um até o nível de saturação ser atingido. A partir da saturação a modelagem é feita com um mapeamento de um para infinitos pontos, o que significa que para uma única entrada, obter-se-ão infinitas saídas diferentes. O comportamento inverso do PA não pode ser modelado através de uma função de mapeamento de um-para-um. Com este modelo, na forma que se encontra, para que exista linearização com DPD deve-se evitar a saturação do PA.

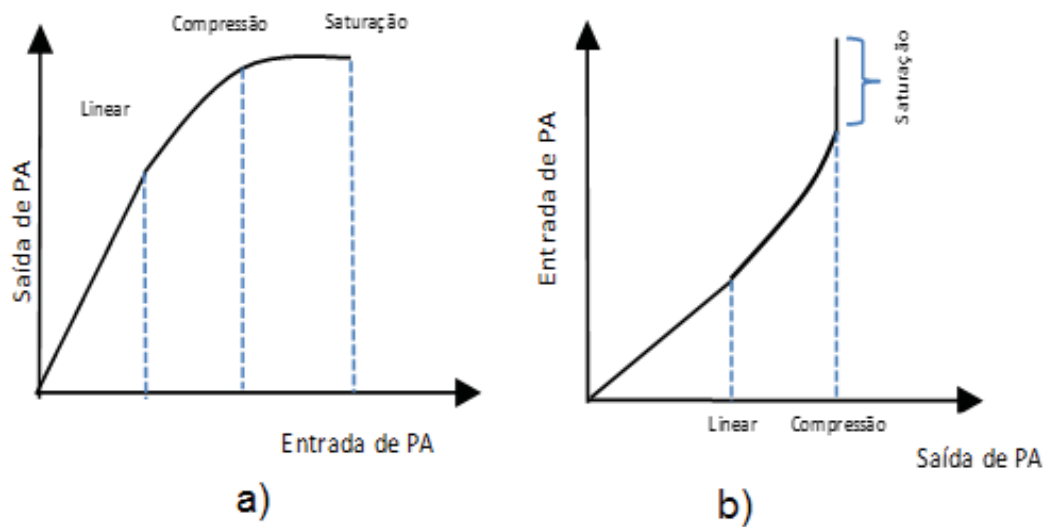


Figura 2.18: CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERÊNCIA DO PA.

a) RESPOSTA DO PA, b) RESPOSTA DA INVERSA DO PA.

FONTE: O autor (2019).

Para evitar as limitações de mapeamento no DPD anteriormente citadas e modelar uma resposta que permita alcançar maiores níveis de potência de saída no PA, uma estratégia é transformar a resposta vertical de saturação apresentada pelo DPD quando atinge a saturação, mostrada na Figura 2.19-b (característica inversa do PA), por uma resposta saturada do DPD com linha horizontal como ilustrado na Figura 2.19.

Um critério de viabilidade para a implementação de tal estratégia considera que, na presença de um DPD saturado, o funcionamento do PA na região de saturação é evitado, como é mostrado na Figura 2.19-b. A Figura 2.19-c mostra a característica de transferência da combinação do DPD saturado e um PA sem saturação. Nesta figura o PA é finalmente saturado devido à ação da combinação de ambas as respostas de transferência, em outras palavras, o elemento que permite a saturação do PA é o próprio DPD saturado.

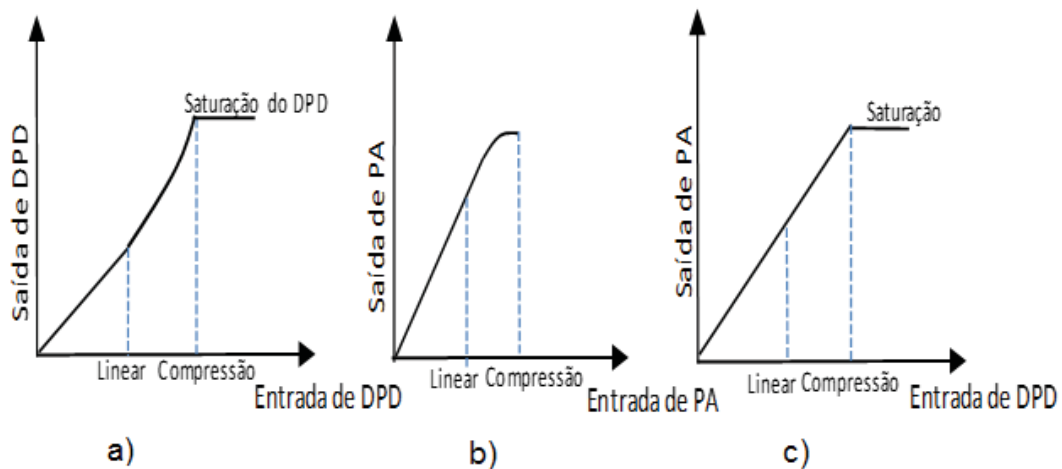


Figura 2.19: CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERÊNCIA DO DPD SATURADO.

a) DPD SATURADO, b) RESPOSTA DO PA SEM SATURAÇÃO, c) CASCATA ENTRE DPD e PA.

FONTE: O autor (2019).

A característica de transferência da Figura 2.19-c é equivalente à característica de transferência de um limitador do tipo *hard-clipping*. Portanto, cria-se um critério de viabilidade que exige um compromisso entre linearidade e eficiência, gerado por esse segundo limitador do tipo *hard-clipping* adicionado no final da cascata, o qual fornece um parâmetro de projeto (fator de *clipping* L2), que ajusta o sinal na entrada do PA para que ele opere com o maior rendimento.

Além disso, o procedimento para a linearização ótima do PA com um DPD em saturação é o seguinte: manter a métrica de distorção fora da banda (ACPR) no limite que satisfaz a norma estabelecida pela 3GPP não havendo folga para a métrica no canal principal.

O projeto do DPD deve ser de tal modo que uma amplificação totalmente linear sempre ocorre se a potência máxima de saída do PA for menor ou igual à sua potência de saturação. Se for o contrário, o sistema de amplificação apresentará um corte que reduz a eficiência do amplificador de RF (KIM; KONSTANTINOU, 2001).

A filtragem não deve compensar totalmente as distorções sobre a banda adjacente. Essa compensação é feita de maneira que os valores do sinal antes de chegarem ao DPD saturado estejam o mais próximo dos limites de distorção que estabelece a norma (GILABERT; MONTORO; BERTRAN, 2005).

Além do mais, também tem que ser considerado um critério da amplificação de PA fornecido pelo DPD em saturação. Em outras palavras, o quanto saturar o DPD para obter a maior potência média de saída e garantir que a métrica de distorção fora da banda alcance o limite estabelecido pela norma.

Por outro lado, um modelo muito difundido para a modelagem comportamental dos PAs, devido a seu baixo custo computacional e alta efetividade são as séries de Volterra (LIMA et al., 2009). Para uma realização mais simplificada das séries de Volterra é utilizado o polinômio de memória (MP) (LIMA et al., 2009). Este tipo de modelo utiliza uma estratégia de caixa preta, em que basta conhecer os valores de entrada do PA e os valores medidos na saída do mesmo (BONFIM, 2016). Uma das principais vantagens do MP é a geração de um baixo erro inserido em um PA com pouco efeito de memória. A Equação do MP é:

$$y(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h_{p,m}(x)(n-m)|x(n-m)^{p-1}|, \quad (17)$$

em que P é o grau polinomial do modelo, M a quantidade de memória, x e y são a entrada e a saída, respectivamente, h os coeficientes do modelo e, por fim, n é a amostra atual.

O estudo de Mbaye et al. (2014) propôs uma combinação entre uma CFR e um DPD, em que o PA não pode saturar. Porém, utilizou uma estratégia que implementa um limitador após o DPD. Tal limitador é uma função de proteção do PA. Nesta proposta, a redução da PAPR a ser aplicada pelo bloco de CFR é determinada de forma automática no módulo de DPD, que resulta em uma maior diminuição da PAPR em um PA tipo classe AB.

Hammi (2015) investiga os efeitos do CFR e da pré-distorção digital sobre o desempenho dos sistemas de transmissão nas comunicações sem fio. É usada uma técnica que combina DPD e PA em *overdrive*, em que se identificam benefícios comparados com um CFR.

Porém, nesse trabalho são identificados de maneira separada os coeficientes do CFR (*Limiting and Filtering*) e o nível de saturação do PA linearizado.

De acordo com Schoulten e Lima (2017), avalia-se a utilização de uma técnica de redução da PAPR sobre um sinal de envoltória de WCDMA através de *Limiting* e *Filtering*. Tal técnica é baseada em CFR para redução de fator de crista (CFR) e um filtro de Resposta ao Impulso Infinito (IIR) após o limitador. Esses autores realizaram uma comparação entre o filtro de resposta ao impulso finita (FIR) e o filtro de resposta ao impulso infinita (IIR), para

conseguir um aumento na eficiência do sinal a ser transmitido, reduzindo as distorções nos canais adjacentes devido à implementação da técnica CFR.

3 MÉTODOS

Este trabalho investiga a melhoria na eficiência dos transmissores sem fio ao reduzir a PAPR de sinais de envoltória de valor complexo. Para alcançar esse objetivo foi utilizado um método que permite o funcionamento do DPD em saturação, e que fornece um parâmetro de projeto adicional, o qual determina o nível de saturação do DPD.

Esse parâmetro de projeto foi fornecido pelo fator de clipping do limitador *hard-clipping* adicionado no final da conexão da cascata, visto que, como citado anteriormente, a combinação do DPD saturado e um PA não saturado pode ser interpretada como um limitador do tipo *hard-clipping*.

Diferentemente de um DPD cuja operação é limitada, uma vez que só opera até a saturação, o DPD saturado atinge a região de saturação, ou seja, a região de não linearidade e permanece em funcionamento, o que permite obter um ganho maior em relação ao DPD.

Para este estudo, o método citado anteriormente foi denominado CFR saturado. Este método objetivou linearizar um PA na presença de um bloco CFR composto por um limitador do tipo *hard-clipping*, um filtro FIR e finalmente um DPD ideal saturado combinado com um PA, conforme à Figura 3.1. É importante ressaltar que o método proposto para este trabalho considerou um PA apenas simulado, além disso, consideraram-se as métricas de linearidade dentro e fora da banda.

Foi necessário encontrar uma variável de otimização, que determinasse o nível de saturação do DPD para fornecer maior potência de saída média, melhorando o desempenho do PA ao reduzir o valor da PAPR. Neste trabalho, foi utilizado o fator de *clipping* $L2$ para determinar o nível de saturação do conjunto DPD+PA.

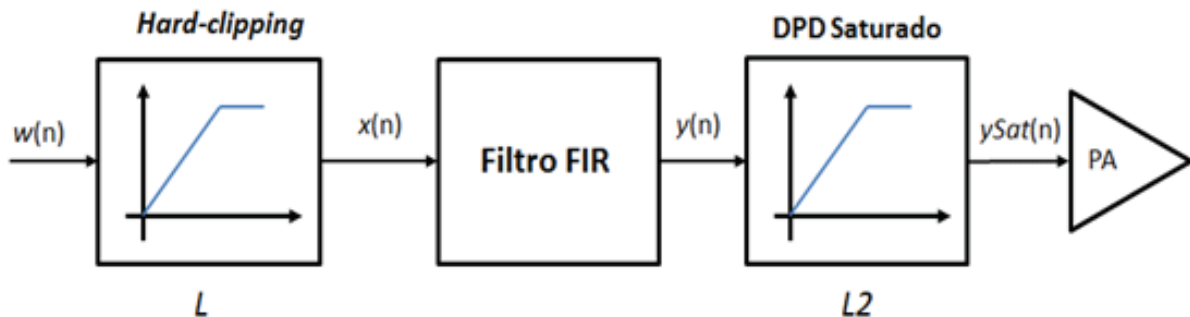


Figura 3.1: DIAGRAMA DE BLOCO DO CFR SATURADO.
FONTE: O autor (2019).

3.1 CFR NÃO SATURADO PARA LINEARIZAÇÃO DE PA

3.1.1 MODELO GERAL DO CFR

O modelo do CFR geral é descrito por um limitador do tipo *hard-clipping* e um filtro digital linear. O sinal de saída $x(n)$ apresenta distorções, por tal motivo é colocado um filtro que reduz as distorções fora da banda, conforme Figura 3.2. A técnica que combina um *hard-clipping* seguido de um filtro linear digital foi denominada de CFR não saturado.

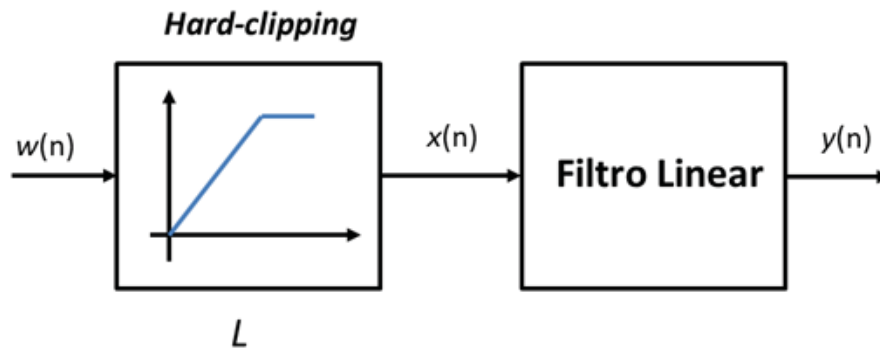


Figura 3.2: DIAGRAMA DE BLOCO DO LIMITADOR HARD-CLIPPING SEGUIDO DE FILTRO LINEAR. FONTE: O autor (2019).

Essa figura ilustra uma técnica básica, porém muito eficiente para reduzir a PAPR na saída da cascata $y(n)$. O critério de viabilidade proposto para a implementação dos métodos de CFR, de acordo com Silva (2013), é que a linearização de um PA deve considerar o maior nível de potência média na sua saída. Para isso, um critério a ser implementado para os métodos CFR é que segundo Armstrong (2001) e Li; Cimini (1998), quando ambas as métricas de distorção alcançam o limite regulado pela norma de forma sincronizada, obtém-se a maior potência média de saída no PA.

Todo bloco de CFR com limitação *hard-clipping* limita os valores de pico do sinal, mas em troca prejudicam as métricas de distorção de ambas as bandas. O filtro nesse método é o elemento que garantirá a compensação ou atenuação das distorções nas bandas adjacentes, no entanto mantém as distorções na banda passante sem correção. As métricas de distorção de banda são suscetíveis aos picos do sinal, especialmente na banda passante, visto que na presença de CFR esta é bastante deteriorada. Ao contrário, na banda adjacente, esses valores de distorção permanecem praticamente constantes (SILVA, 2013).

3.1.2 CFR NÃO SATURADO UTILIZANDO FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DO TEMPO

Nesta seção, é apresentada a implementação de um CFR em combinação com um filtro digital linear do tipo FIR no domínio do tempo (Figura 3.3).

O segundo bloco do CFR não saturado é formado por um filtro linear digital de resposta ao impulso finita, que é implementado para reduzir as distorções que foram geradas pelo limitador *hard-clipping*. No entanto, o processo de filtragem causa uma leve restauração dos picos máximos que foram recortados no bloco de limitação, o que produz um incremento na PAPR do sinal. Portanto, a combinação de um limitador *hard-clipping* e um filtro linear irá considerar um compromisso entre o valor da PAPR e as distorções do sinal.

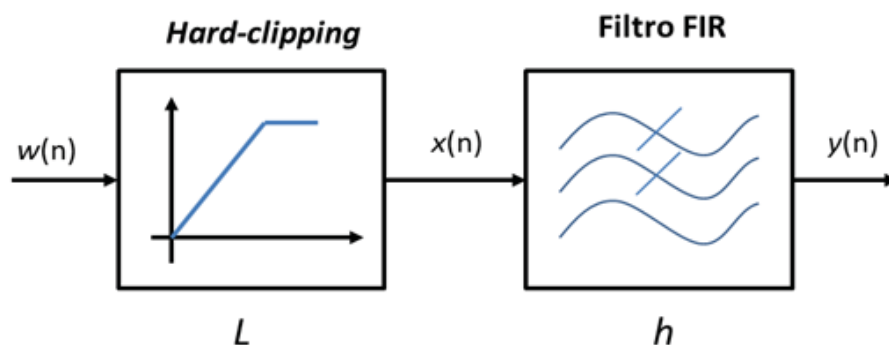


Figura 3.3: DIAGRAMA DE BLOCO DO CFR NÃO SATURADO NO DOMÍNIO DO TEMPO.
FONTE: O autor (2019).

Além disso, este tipo de filtro apresenta um modelo de muita flexibilidade para os dados de entrada e saída, visto que os coeficientes podem ser processados não somente com valores reais, mas também com valores complexos. Para este trabalho é descrito um cenário com filtro FIR como um bloco de filtragem linear do CFR cujos coeficientes são valores reais.

Silva e Lima (2016) propuseram um trabalho focado à análise comparativa de uma cascata CFR em combinação com três tipos diferentes de filtros FIR. A abordagem desse trabalho foi avaliar qual desses três filtros era mais efetiva para a redução da PAPR. Esse trabalho foi baseado na identificação de seus coeficientes e obteve-se uma redução do dobro da PAPR, a partir de uma extração independente dos coeficientes dos filtros e pela substituição dos valores dos coeficientes reais de um filtro FIR. Neste trabalho o modelo proposto respeitou as métricas de EVM e ACPR.

Outro trabalho que baseou seus resultados na aplicação de técnica de CFR com filtragem foi o de (SCHOULTEN; LIMA, 2017), em que se realizou um estudo comparativo entre uma cascata CFR com *hard-clipping*, tanto com filtro FIR quanto com filtro IIR. Foram extraídos os coeficientes do filtro FIR e do IIR para determinar qual método é mais efetivo para reduzir a PAPR do sinal de saída. Foi demonstrado que um filtro IIR é mais efetivo na redução da PAPR, pois introduz maiores distorções nos canais adjacentes da envoltória de valor complexo explorando, ao máximo possível, as tolerâncias permitidas pela norma. Em ambos os filtros implementados para esse estudo, tanto EVM como ACPR respeitaram os limites estabelecidos pela norma da 3GPP.

Por causa da maior susceptibilidade às condições iniciais e dos problemas de instabilidade provocados pela aplicação do filtro IIR, para este trabalho, implementou-se uma cascata CFR composta por limitador *hard-clipping* seguida de um filtro digital FIR. O critério de viabilidade da seção 3.1 é mantido, ou seja, linearizar o PA considerando a rigorosidade da métrica de distorção (ACPR) fora da banda. Além disso, é importante lembrar que a condição de maior potência média de saída está relacionada com uma maior eficiência no PA.

3.1.3 CFR SATURADO UTILIZANDO FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DO TEMPO

Nesta seção é apresentada a técnica proposta para a redução da PAPR do sinal de saída. Essa técnica consiste em uma cascata de três blocos compostos da seguinte forma: o primeiro bloco é um limitador do tipo *hard-clipping*, o segundo um filtro FIR passa-baixas no domínio do tempo e por fim um bloco limitador *hard-clipping* adicional, que equivale a um amplificador de potência linearizado por um DPD saturado.

Esta técnica é denominada CFR saturado com filtro FIR no domínio do tempo e cuja implementação é realizada através de filtros FIR simulado para seis e dez coeficientes. Na Figura 3.4, observa-se o sinal de envoltória de valor complexo na entrada do limitador *hard-clipping*. Esse sinal limitado é representado por $x(n)$ que entra no bloco de filtragem para corrigir as distorções de bandas laterais criadas pelo limitador *hard-clipping*. Após o sinal ser filtrado, $y(n)$, é processado pelo limitador de saída do tipo *hard-clipping*, resultando em um sinal que permite a saturação do DPD e objetiva uma menor PAPR no sistema.

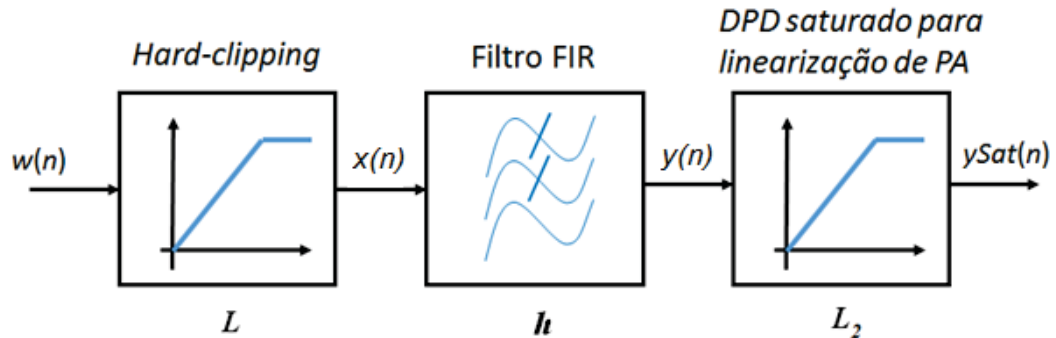


Figura 3.4: DIAGRAMA DE BLOCOS DO CFR SATURADO NO DOMÍNIO DO TEMPO.
FONTE: O autor (2019).

O modelo matemático para limitador *hard-clipping* e filtro FIR a ser abordado no modelo CFR saturado é o mesmo apresentado para a técnica CFR não saturado (Seção 3.1.2). Foi realizada apenas uma extração dos parâmetros para os três blocos desta cascata, em que foram obtidos através de um algoritmo de otimização, o fator de *clipping* L do primeiro limitador *hard-clipping*, os coeficientes dos filtros FIR no domínio do tempo tanto para 6 quanto 10 coeficientes, e o fator de *clipping* L_2 do limitador do tipo *hard-clipping* adicional no final da cascata.

3.1.4 CFR NÃO SATURADO IMPLEMENTANDO FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.

Nesta seção, é abordado o método CFR não saturado, que consiste na combinação em cascata de um limitador do tipo *hard-clipping* com um filtro linear FIR projetado no domínio da frequência. A Figura 3.5 apresenta o método CFR não saturado que utiliza um filtro FIR projetado no domínio da frequência.

Para implementar o filtro FIR projetado no domínio da frequência, utilizou-se um modelo de filtro passa-baixas que objetiva manter a métrica ACPR no limite da norma, a partir de um coeficiente α . Este tipo de filtro injeta uma fase nula em todas as frequências.

O sinal WCDMA possui uma sequência de 2048 amostras no domínio do tempo. Realiza-se a transformação desta sequência do domínio do tempo para o domínio da frequência, a partir da Transformada de Fourier.

Após o sinal ser convertido para o domínio da frequência, é implementada uma análise de sensibilidade, em que foram atribuídas 169 amostras que correspondem à banda passante e 105 amostras para cada uma das bandas laterais, as amostras restantes nas bandas laterais foram zeradas.

Como citado anteriormente, para o projeto deste filtro se incluiu um coeficiente α , que foi obtido com um algoritmo de otimização não linear. Este coeficiente multiplica as componentes em frequência correspondentes às bandas laterais a fim de obter a menor potência espectral nos

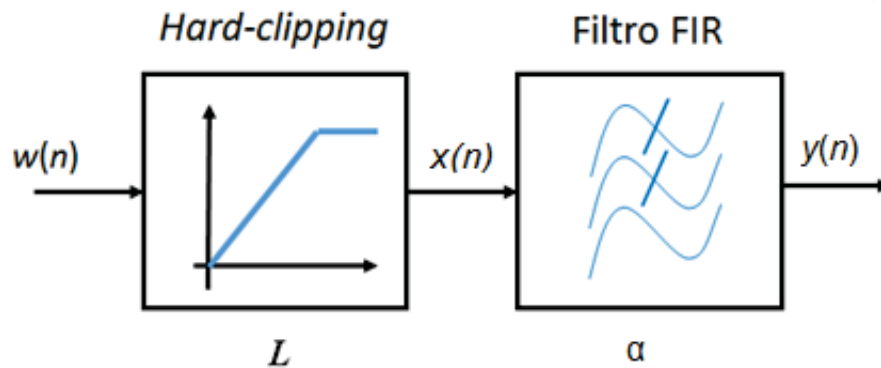


Figura 3.5: DIAGRAMA DE BLOCO DO CFR NÃO SATURADO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.
FONTE: O autor (2019).

canais adjacentes, visto que uma elevada potência espectral nos canais adjacentes é indesejável (SILVA, 2016). Esse projeto é vantajoso, pois o sinal apresentará uma tolerância limiar às distorções, dentro do valor permissível, fazendo com que o sinal atinja o nível de saturação.

Por outro lado, tal filtro é de ordem 2048 devido a que a Transformada de Fourier implementa todas essas amostras.

Na Figura 3.6 é ilustrado o projeto do filtro linear FIR no domínio da frequência para ACPR no limite, observa-se uma banda passante projetada para que o filtro garanta o máximo aproveitamento da potência no canal principal, multiplicando as frequências desta banda por um valor unitário (1), deste modo o sinal de informação é mantido inalterado no canal principal.

Na mesma figura, notam-se as bandas laterais projetadas para que o filtro minimize o aproveitamento de potência nos canais adjacentes multiplicando as frequências destas bandas pelo coeficiente α , isto com a finalidade de evitar espalhamentos e interferências de canal.

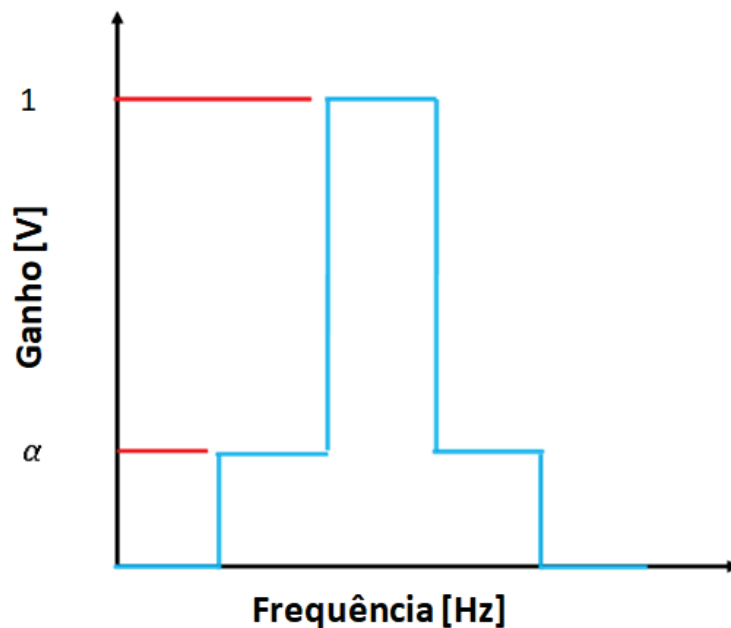


Figura 3.6: FILTRO DIGITAL PASSA-BAIXAS USADO NO MODELO ACPR NO LIMITE.
FONTE: O autor (2019).

3.1.5 CFR SATURADO IMPLEMENTANDO FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Na análise da seção 3.1.4, a abordagem foca a linearização de um PA através de DPD não saturado. Nesta seção o foco é a linearização do PA por meio de DPD saturado. Essa técnica consiste em uma cascata de três blocos compostos da seguinte forma: o primeiro bloco é um limitador tipo *hard-clipping*, o segundo é um filtro FIR passa-baixas projetado no domínio da frequência para ACPR no limite e, finalmente, um bloco limitador adicional tipo *hard-clipping*, equivalente a um amplificador de potência linearizado por um DPD em saturação. A Figura 3.7 mostra o diagrama de blocos desta técnica proposta e nomeada de CFR saturado.

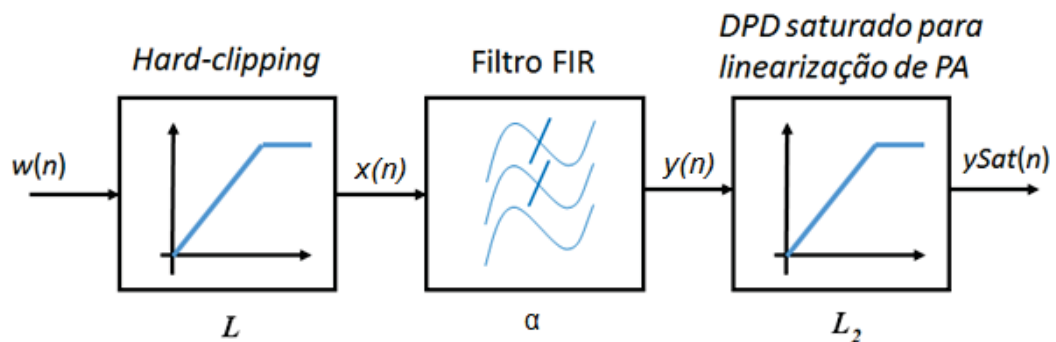


Figura 3.7: DIAGRAMA DE BLOCOS DO CFR SATURADO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.
FONTE: O autor (2019).

Como foi citado nas seções anteriores, para o desenvolvimento desta proposta sob análise, deve ser considerado o DPD como um elemento que opera em saturação, incluindo um limitador adicional do tipo *hard-clipping* após a filtragem. Neste trabalho, foi considerada a pré-distorção digital de forma ideal seguida de um PA que combinados possuem uma característica perfeitamente linear até a saturação.

Este método seguiu o mesmo critério para o projeto do filtro FIR apresentado para o CFR não saturado (Seção 3.1.4), diferenciando-se pela inclusão de um DPD saturado. Os parâmetros tanto de limitação como de filtragem foram escolhidos através de um algoritmo de otimização de restrições não lineares.

3.1.6 IMPLEMENTAÇÃO DOS MÉTODOS UTILIZANDO OTIMIZADOR NÃO LINEAR

Implementou-se um algoritmo de otimização não linear, *fmincon*, através do *software* Matlab. Esse algoritmo localiza o mínimo de uma função multivariável não linear restrita (PALM, 2005).

A função objetivo deste solucionador de programação não linear é a PAPR, em que, para obter o melhor resultado, o otimizador deve retornar o valor mais baixo na saída dos diferentes métodos simulados, uma vez definidas as estimativas iniciais.

A função objetivo dependerá não linearmente das variáveis de ajuste otimizadas, como o fator de clipping do primeiro limitador L , os coeficientes do filtro FIR projetado no domínio do tempo e o coeficiente α do filtro FIR projetado no domínio da frequência, bem como o fator de clipping adicionado L_2 no final da cascata. O programa retorna as variáveis otimizadas, que permitem obter o valor mínimo da PAPR, levando em consideração as restrições do algoritmo, que são as métricas EVM (menor que 17,5%) e ACPR (menor que -45 dB). Caso as restrições

não sejam respeitadas, o algoritmo não converge, consequentemente o mínimo local da função objetivo não pode ser encontrado.

A equação que representa o modelo matemático do algoritmo de otimização não linear restrito é:

$$\min PAPR(x) \text{ tal que } \begin{cases} EVM(x) & \leq Max_{EVM} \\ ACPR(x) & \leq Max_{ACPR} \end{cases} \quad (18)$$

A Figura 3.8 ilustra o processo de redução do valor da PAPR quando o sinal é processado pelo algoritmo de otimização. Esse algoritmo é baseado em restrições não lineares e considera o critério que as métricas ACPR e EVM deverão permanecer o mais próximo possível do limite que estabelece a norma.

A função objetivo (PAPR) e as funções de restrição são não linearmente dependentes dos parâmetros de otimização. Este algoritmo não linear precisa de uma estimativa inicial de valores para cada parâmetro de otimização e pode convergir para mínimos locais.

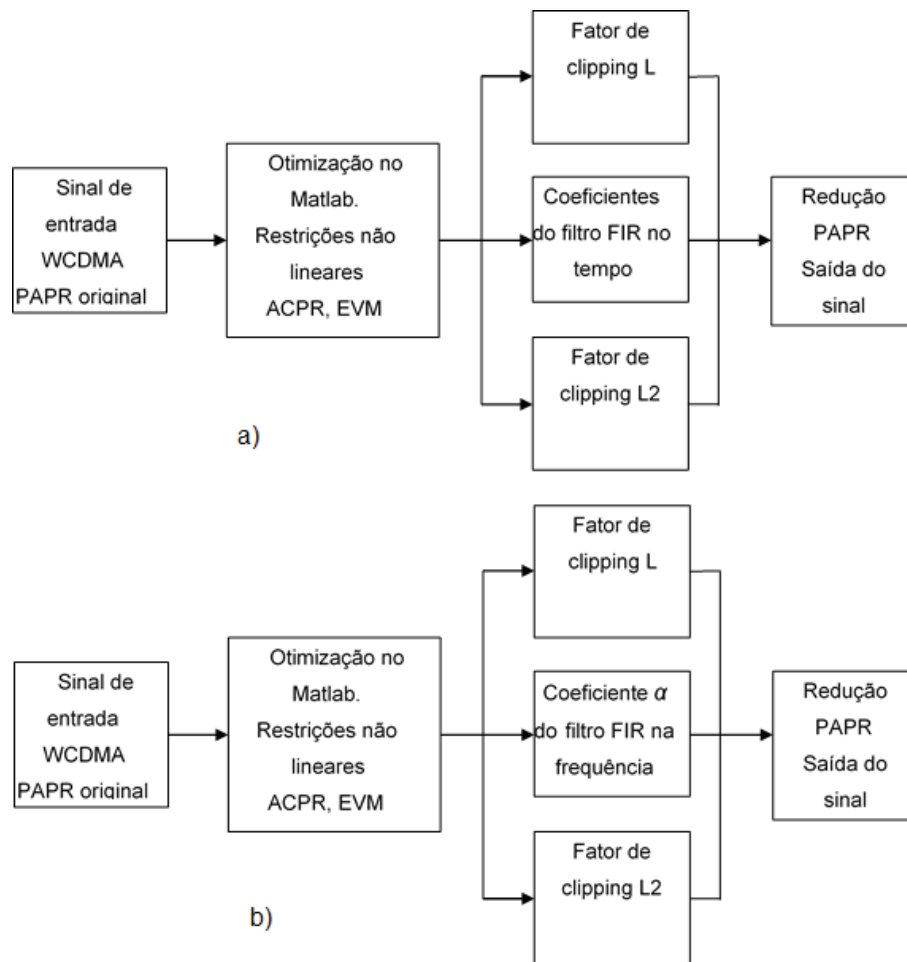


Figura 3.8: a) MODELO DE IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO DE OTIMIZAÇÃO APLICADO NO MÉTODO CFR COM FILTRO NO DOMÍNIO DO TEMPO. b) MODELO DE IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO DE OTIMIZAÇÃO APLICADO NO MÉTODO CFR COM FILTRO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.

FONTE: O autor (2019).

4 RESULTADOS

Este capítulo discute os resultados dos métodos apresentados no capítulo anterior. Foi realizada uma análise comparativa da efetividade dos métodos propostos na redução da PAPR do sinal de teste original WCDMA.

Neste trabalho, foram comparados os métodos de CFR saturados e não saturados, utilizando filtro FIR projetado no domínio do tempo e projetado no domínio da frequência, a partir da extração dos parâmetros que garantissem uma melhoria na eficiência energética do PA, além de permitirem uma maior redução da PAPR no sinal de saída, e respeitarem as métricas ACPR e EVM estabelecidas pela norma regulatória da 3GPP.

Destas métricas, a ACPR é a mais rigorosa, pois ela mede as distorções de não linearidade presentes nas bandas adjacentes, que alcançam de maneira mais rápida o valor limite da norma. A Figura 4.1 apresenta os critérios de viabilidade do método.

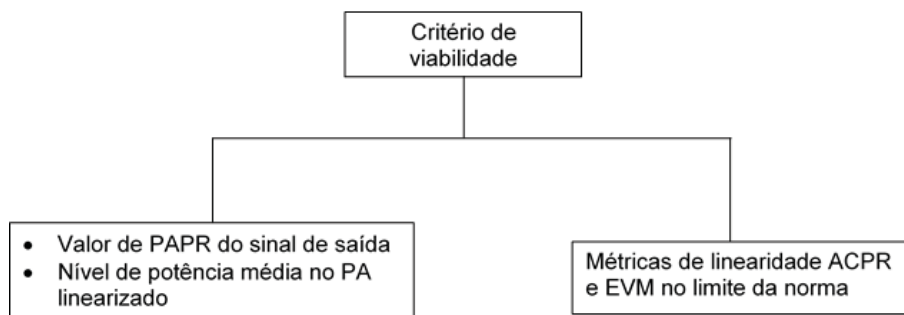


Figura 4.1: CRITÉRIO DE VIABILIDADE DE OTIMIZAÇÃO DO MÉTODO PROPOSTO.

FONTE: O autor (2019)

Para esta análise foram realizadas diversas simulações, usando a ferramenta computacional MATLAB, que permitem avaliar de forma objetiva os sistemas a serem comparados nesta dissertação.

A Figura 4.2 mostra o sinal de teste WCDMA escolhido para este trabalho que apresenta uma frequência de amostragem (f_s) de 61,44 MHz, uma largura de banda de 3,84 MHz no canal principal e nos canais adjacentes, uma separação de 5 MHz entre as frequências centrais dos canais adjacentes, um total de 2.048 amostras no domínio do tempo e um valor de PAPR de 8,61 dB.

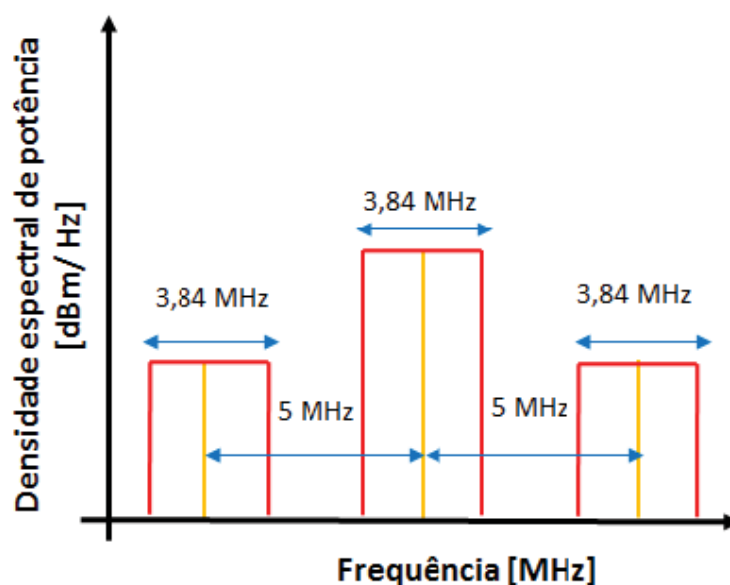


Figura 4.2: SINAL WCDMA DE TESTE.
FONTE: O autor (2019)

4.1 CFR COM APENAS LIMITADOR *HARD-CLIPPING* E SEM FILTRO

Na Tabela 4.1 são mostrados os resultados do CFR com apenas *hard-clipping* sem o bloco de filtragem.

Tabela 4.1: RESULTADOS DO CFR COM APENAS O BLOCO HARD-CLIPPING (CFR CONVENCIONAL).
FONTE: O autor(2019).

Parâmetros	Resultados
L	0,726
EVM	1,36%
ACPR	-45,00 dB
Potência média de saída	2,40 dBm
PAPR na saída do CFR	7,60 dB
Redução PAPR	1,01 dB

A Figura 4.3 apresenta a amplitude do sinal na saída do CFR apenas com o limitador *hard-clipping* em relação à amplitude do sinal na entrada antes da CFR.

A Figura 4.4 apresenta as densidades espectrais de potência geradas no sinal de entrada e saída do limitador *hard-clipping*. Nota-se como, na saída do limitador *hard-clipping*, as distorções nas bandas adjacentes atingiram o limite da norma. No entanto, as distorções dentro da banda apresentaram uma margem muito ampla, isto provoca uma redução muito baixa na PAPR do sinal, apenas de 1,01 dB.

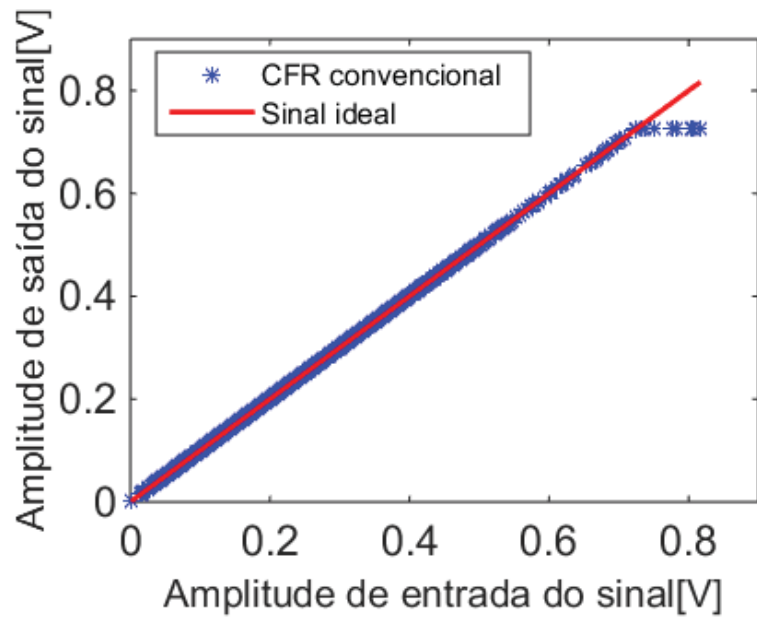


Figura 4.3: AMPLITUDE DO SINAL NA ENTRADA E NA SAÍDA DO CFR APENAS COM O LIMITADOR HARD-CLIPPING.
 FONTE: O autor (2019)

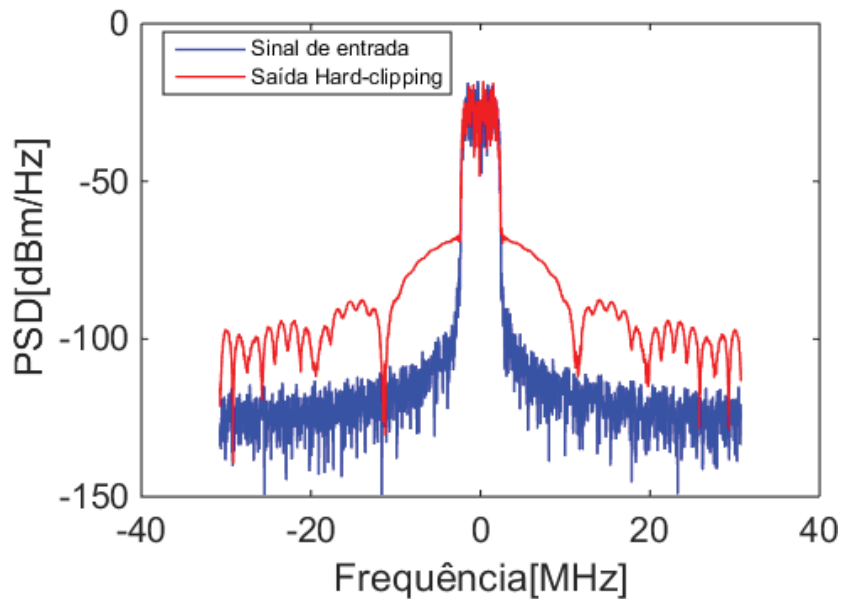


Figura 4.4: DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA COM APENAS LIMITADOR.
 FONTE: O autor(2019).

4.2 CFR UTILIZANDO FILTRO PROJETADO NO DOMÍNIO DO TEMPO

Esta seção discute a eficiência na redução da PAPR do sinal de entrada WCDMA, através da comparação dos métodos CFR não saturado e CFR saturado no domínio do tempo. Para ambos os métodos, foram utilizados filtros FIR de 6 e 10 coeficientes. A escolha desse número baseou-se na maior redução da função objetivo, variando o número de coeficientes entre 4 e 11.

Observou-se que o filtro FIR no domínio do tempo, quando simulado com 6 coeficientes, apresentou o melhor resultado na redução da PAPR associado com o método CFR saturado. No entanto, simulando o mesmo filtro com 10 coeficientes, os resultados foram melhores para o método CFR não saturado. Estes resultados são discutidos nas seções seguintes.

4.2.1 CFR NÃO SATURADO USANDO FILTRO FIR DE 6 COEFICIENTES

Na Tabela 4.2 são apresentados os valores otimizados para o filtro FIR, simulando os coeficientes apenas com a cascata do CFR não saturado, em que foram assumidos valores apenas reais, ou seja, que as partes imaginárias destes coeficientes se definem como valores nulos. A parametrização do filtro FIR com coeficientes reais tem zeros complexos conjugados posicionados na circunferência do círculo unitário no plano z , o que resulta em uma resposta de frequência assimétrica em torno da frequência normalizada zero ($2\pi \cdot \frac{f}{f_s}$).

Tabela 4.2: VARIÁVEIS OTIMIZADAS PARA UM FILTRO FIR (6 COEFICIENTES DE VALORES REAIS).
FONTE: O autor (2019).

Coeficientes do FIR	Valores otimizados
h_0	-0,33
h_1	4,58
h_2	-9,73
h_3	9,34
h_4	-5,01
h_5	1,88

Além disso, a implementação de coeficientes FIR de valores complexos leva a zeros complexos que não são complexos conjugados. Consequentemente, sua resposta de frequência será assimétrica ao redor da frequência normalizada zero.

Portanto, para este estudo, foi eleito um projeto de um FIR baseado em coeficientes reais, visto que a presença de coeficientes complexos não melhora na redução da PAPR.

Na Tabela 4.3 são mostrados os resultados da simulação do CFR não saturado que implementa filtro FIR com 6 coeficientes projetado no tempo. Observa-se que o CFR não saturado apresentou melhores resultados comparados com CFR convencional, reduzindo-se o valor da PAPR na saída do sinal de 7,60 dB no CFR convencional para 6,94 dB no CFR não saturado que implementa filtro FIR no tempo, tendo uma diferença de 0,66 dB.

Tabela 4.3: RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO DO CFR NÃO SATURADO COM 6 COEFICIENTES NO FILTRO FIR.
FONTE: O autor(2019)

Parâmetros	Resultados
L	0,589
EVM	17,44%
ACPR	-45,32 dB
Potência média de saída	3,06 dBm
PAPR na saída do CFR	6,94 dB
Redução PAPR	1,67 dB

Além disso, obteve-se um incremento da potência média de saída ao implementar o método CFR não saturado, passando de 2,40 dBm com CFR convencional, ou seja, apenas limitador *hard-clipping*, para 3,06 dBm com CFR não saturado.

Neste modelo, o sinal é distorcido tanto dentro quanto fora da banda, porém respeitando as normas de linearidade, produzindo-se uma resposta linear que gera um aumento do ganho de potência na saída do sinal.

A Figura 4.5 apresenta a amplitude na saída do CFR não saturado que implementa seis coeficientes no projeto do filtro FIR no domínio do tempo, em função do sinal ideal na entrada do CFR.

Nesta mesma figura, pode-se evidenciar a presença de efeitos de memória, bem como distorções não lineares no ponto de quebra da curva ou ponto de compressão. Assim é demonstrado como um bloco CFR composto por um elemento *hard-clipping* e um filtro FIR manipula o sinal de envoltória complexa em uma forma não linear acrescentando efeitos de memória e saturação do sinal em torno de 0,63 V.

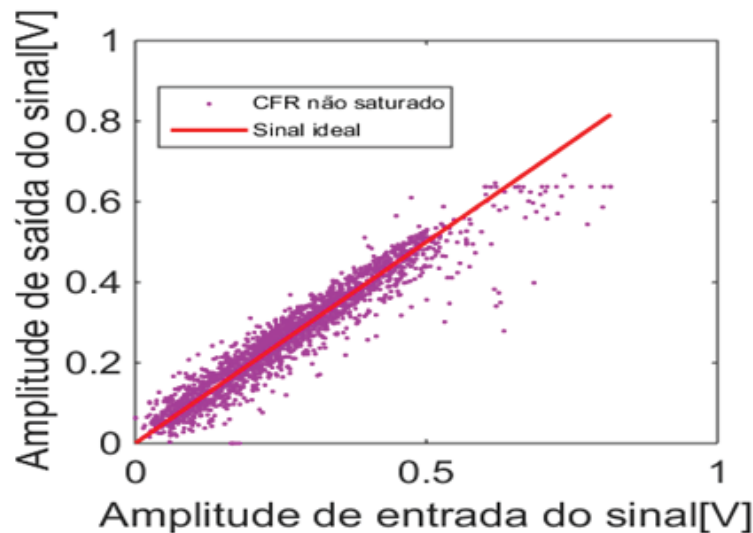


Figura 4.5: AMPLITUDE DO SINAL NA ENTRADA E NA SAÍDA DO CFR NÃO SATURADO COM 6 COEFICIENTES PARA O FILTRO FIR.

FONTE: O autor (2019)

Por outro lado, a Figura 4.6 mostra as amplitudes da forma de onda do CFR não saturado com o filtro FIR. Observa-se que o sinal de entrada é cortado pelo *hard-clipping*, o que produz uma diminuição da PAPR. No entanto, existe uma restauração parcial do sinal cortado.

Essa restauração é devido ao limitador processar um número consecutivo de amostras no tempo, que são cortadas a um nível de amplitude limiar estabelecido pelo fator de *clipping*. Tal sequência de amplitudes limitadas no tempo é processada pelos interpoladores de síntese, bem como pelas sequências de valores dos coeficientes do filtro linear, o que produz a restauração dos picos do sinal.

O método CFR contribui na redução da PAPR, consequentemente haverá uma distorção do sinal. A Figura 4.7 apresenta as densidades espectrais de potência geradas neste sistema. Notam-se as distorções geradas nas bandas adjacentes pelo limitador *hard-clipping*, a atenuação que realizou o filtro FIR na saída do CFR não saturado com seis coeficientes e a coerência com a Tabela 4.3 em termos das métricas de ACPR e EVM.

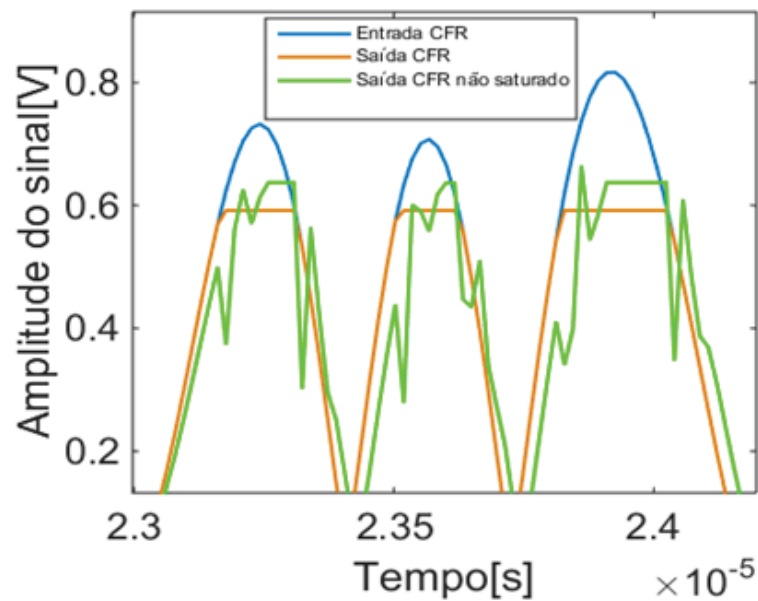


Figura 4.6: AMPLITUDES DA FORMA DE ONDA DO CFR NÃO SATURADO COM O FILTRO FIR COM 6 COEFICIENTES.

FONTE: O autor (2019)

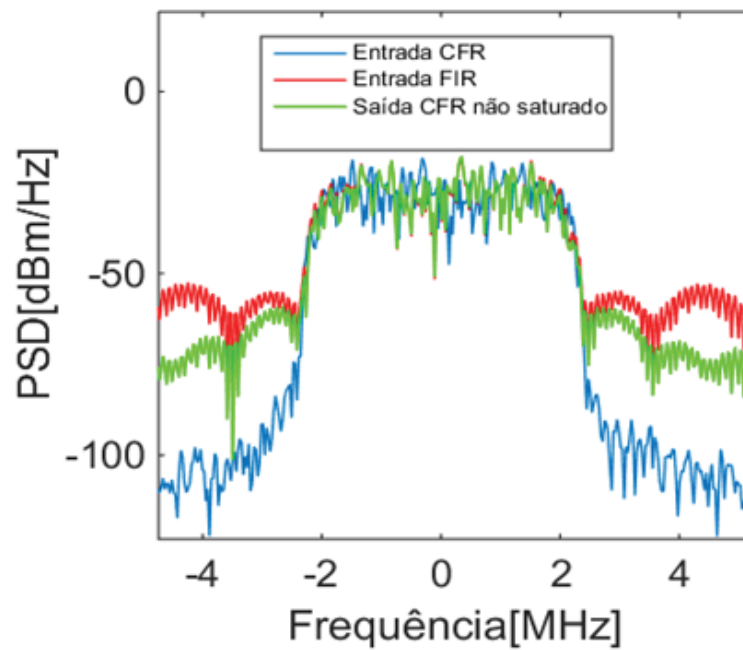


Figura 4.7: DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO CFR NÃO SATURADO COM FILTRO FIR DE 6 COEFICIENTES.

FONTE: O autor (2019)

4.2.2 CFR NÃO SATURADO USANDO FILTRO FIR DE 10 COEFICIENTES PROJETADO NO DOMÍNIO DO TEMPO

Este método permitiu uma maior saturação do sinal em comparação com os métodos anteriores e, portanto, maior ganho de potência de saída, criando-se uma resposta totalmente

linear ao distorcer propositalmente ambas as métricas tanto dentro como fora da banda, porém as normas de linearidade foram respeitadas.

A Tabela 4.4 e a Tabela 4.5 apresentam os valores dos dez coeficientes do filtro FIR e os resultados do CFR não saturado com filtro FIR de dez coeficientes, respectivamente, obtidos através da simulação deste método.

Observa-se na Tabela 4.5, que o CFR não saturado implementado um filtro FIR no domínio do tempo com 10 coeficientes, mostrou uma maior redução da PAPR do que o CFR convencional (apenas limitador *hard-clipping*) e do que CFR não saturado com filtro FIR no tempo que implementa 6 coeficientes.

Tabela 4.4: VARIÁVEIS OTIMIZADAS PARA UM FILTRO FIR (10 COEFICIENTES DE VALORES REAIS)

Coeficientes do FIR	Valores otimizados
h_0	0,28
h_1	-0,74
h_2	1,42
h_3	2,06
h_4	1,15
h_5	-1,17
h_6	-1,63
h_7	-2,44
h_8	-0,52
h_9	3,02

Tabela 4.5: RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO DO CFR NÃO SATURADO COM 10 COEFICIENTES PARA FILTRO FIR.

FONTE: O autor (2019).

Parâmetros	Resultados
L	0,585
EVM	17,44%
ACPR	-45,12 dB
Potência média de saída	3,50 dBm
PAPR na saída do CFR	6,50 dB
Redução PAPR	2,11dB

De forma semelhante ao modelo abordado na seção 4.2.1, através da Figura 4.8, pode-se confirmar a presença de distorções lineares evidenciadas devido aos efeitos de memória, além de distorções não lineares evidenciadas no ponto de compressão da curva.

A Figura 4.9 ilustra as amplitudes da forma de onda do CFR não saturado com o filtro FIR. O fator de *clipping* obtido para o filtro FIR de dez coeficientes foi menor que no modelo anterior, ocasionando um maior corte nos valores de pico do sinal de teste WCDMA. Além disso, este modelo apresenta uma menor restauração do sinal na filtragem comparado com o filtro FIR utilizando seis coeficientes.

Na Figura 4.10, ilustram-se a partir das PSDs, as distorções não lineares na saída do CFR não saturado utilizando dez coeficientes para o filtro FIR. Nesta figura, notam-se as distorções inseridas nas bandas adjacentes pelo limitador *hard-clipping*, que comparadas com a abordagem

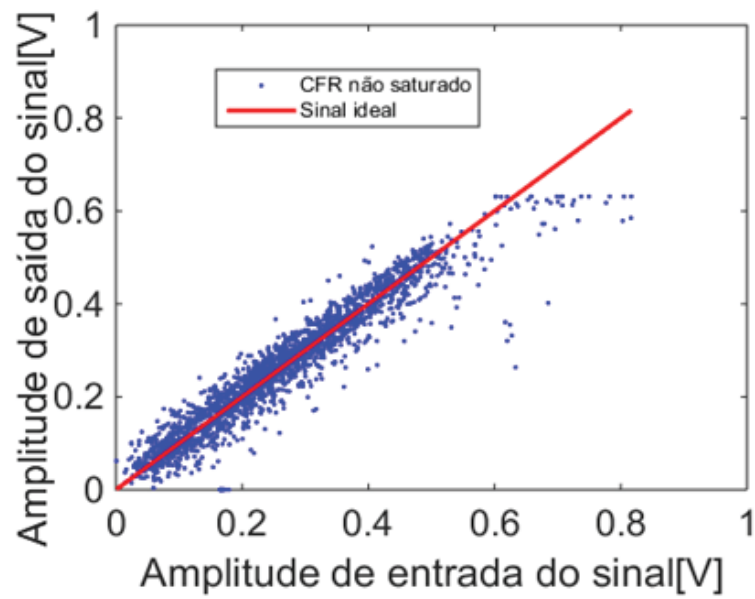


Figura 4.8: AMPLITUDE DO SINAL NA ENTRADA E NA SAÍDA DO CFR NÃO SATURADO COM 10 COEFICIENTES PARA O FILTRO FIR.

FONTE: O autor (2019)

anterior, foram levemente maiores, visto o recorte mais agressivo que apresentou esta técnica. Além disso, o filtro FIR corrigiu as distorções das bandas adjacentes e as métricas de linearidade ficaram no limite da norma.

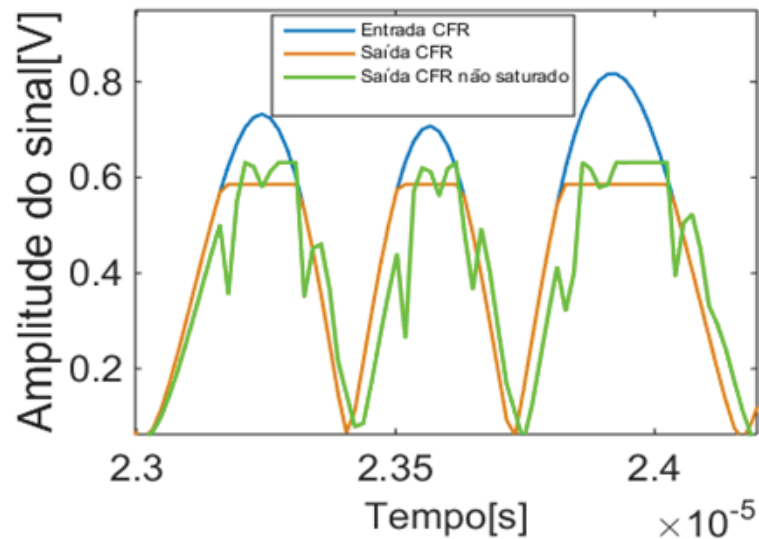


Figura 4.9: AMPLITUDES DA FORMA DE ONDA DO CFR NÃO SATURADO COM O FILTRO FIR COM 10 COEFICIENTES.

FONTE: O autor (2019)

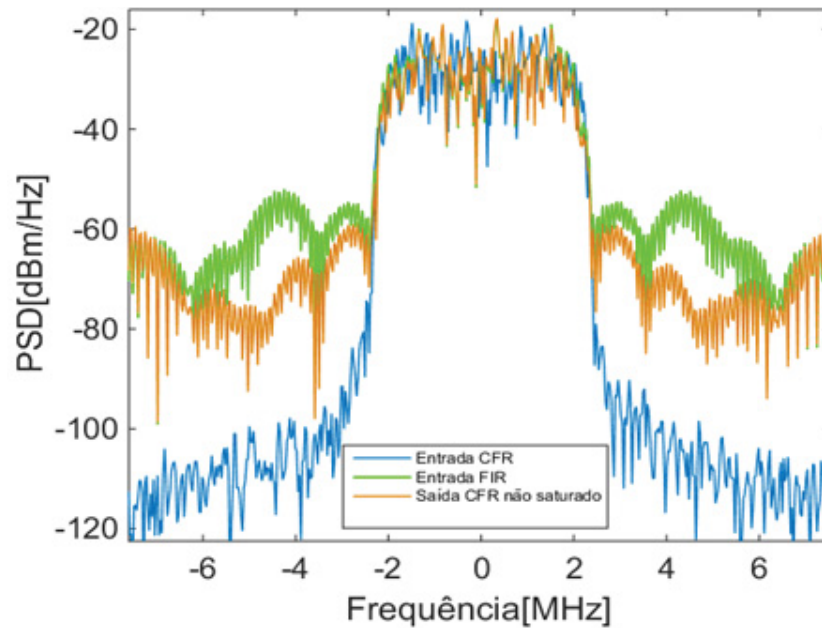


Figura 4.10: DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO CFR NÃO SATURADO COM FILTRO FIR DE 10 COEFICIENTES.

FONTE: O autor (2019)

4.2.3 CFR SATURADO UTILIZANDO FILTRO FIR DE 6 COEFICIENTES PROJETADO NO DOMÍNIO DO TEMPO

Nesta seção é discutido o modelo CFR saturado com filtro FIR de seis coeficientes para a redução da PAPR na saída do DPD saturado. Foram realizadas otimizações a fim de determinar as variáveis para o fator de *clipping* L , os parâmetros de não linearidade, bem como os coeficientes de projeto do filtro FIR $h(k)$ e o fator de *clipping* L_2 do limitador *hard-clipping* adicional na saída da cascata.

O projeto do filtro FIR foi implementado com o mesmo modelo matemático do CFR não saturado.

A Tabela 4.6 apresenta os resultados obtidos para o CFR saturado com filtro FIR de 6 coeficientes. Conforme ela, a utilização de CFR saturado apresentou uma maior redução da PAPR, em comparação aos métodos com CFR não saturado, citados anteriormente.

Tabela 4.6: RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO DO CFR SATURADO COM 6 COEFICIENTES PARA FILTRO FIR.

FONTE: O autor(2019).

Parâmetros	Resultados
L	0,591
L_2	0,622
EVM	17,49%
ACPR	-45,00 dB
Potência média de saída	3,57 dBm
PAPR na saída do CFR	6,42 dB
Redução PAPR	2,19dB

Os valores dos parâmetros de restrição atingiram o limite das métricas de restrição, ou seja, é alcançado um maior ganho, sem que o sinal na saída seja afetado pelas distorções da não linearidade.

A Figura 4.11 mostra a amplitude do sinal de saída do CFR saturado e do não saturado em função da amplitude do sinal de entrada do CFR, ambos CFRs para um filtro FIR de seis coeficientes no domínio do tempo, que atenua as distorções geradas nas bandas laterais pelo *hard-clipping* de entrada da cascata.

Observa-se, nessa figura, a presença de efeitos de memória por causa de distorções lineares, bem como distorções não lineares observadas no ponto de compressão. Além disso, observa-se que o CFR saturado possui um maior ganho de compressão em comparação com o método CFR não saturado para a mesma quantidade de coeficientes. A saturação do sinal ocorre em torno de 0,62 V.

A Figura 4.12 apresenta as amplitudes da forma de onda do CFR saturado com o filtro FIR de seis coeficientes. Observa-se que o limitador adicional proposto após a filtragem cortou o sinal na saída do filtro, enquanto o filtro restaurou parcialmente os picos e atenuou os mesmos. A inclusão do *hard-clipping* adicional atenua ainda mais o sinal de saída do CFR em comparação ao CFR não saturado.

A Figura 4.13 apresenta as PSDs dos sinais do CFR saturado e não saturado para filtro FIR com seis coeficientes. Nota-se que o limitador *hard-clipping* na entrada da cascata de ambos, CFR saturado e não saturado, inseriu o mesmo nível de distorção no sinal. Observa-se que o filtro FIR atuou para atenuar essas distorções nos canais adjacentes e que o limitador *hard-clipping* adicional aumentou de forma leve as distorções nas bandas adjacentes, o que tem coerência com os valores das métricas apresentados nas tabelas de resultados.

A técnica CFR não saturado apresenta menores distorções fora da banda, o que pode ser causado pela ausência do limitador adicional na saída. Por outro lado, o CFR saturado tem um comportamento mais eficiente que reduz ainda mais a PAPR na sua saída.

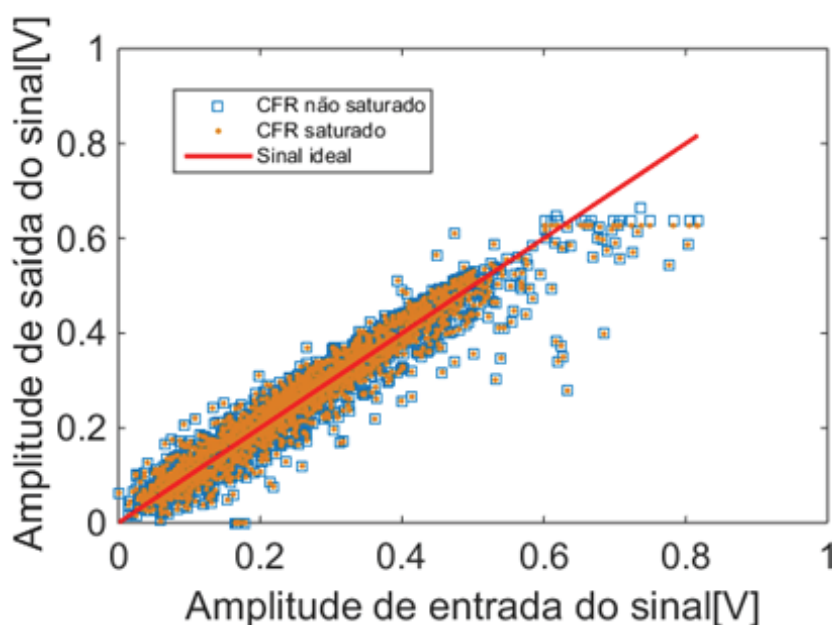


Figura 4.11: AMPLITUDE DO SINAL NA ENTRADA E NA SAÍDA APÓS CFR NÃO SATURADO E CFR SATURADO COM 6 COEFICIENTES PARA O FILTRO FIR.

FONTE: O autor (2019)

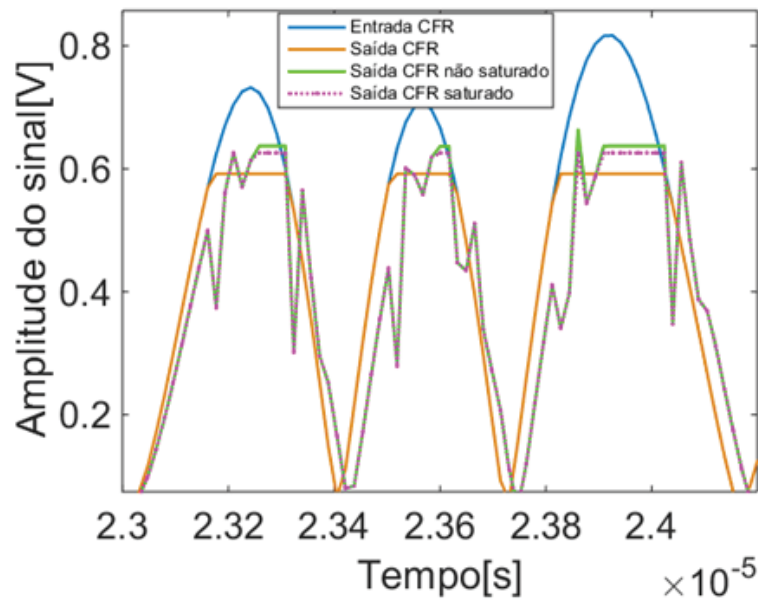


Figura 4.12: AMPLITUDES DA FORMA DE ONDA DO CFR SATURADO COM O FILTRO FIR COM 6 COEFICIENTES.

FONTE: O autor (2019)

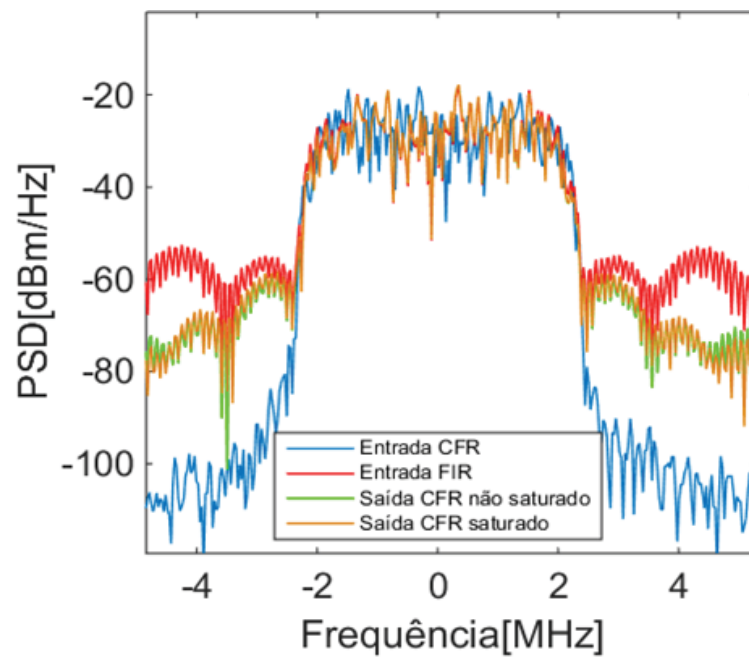


Figura 4.13: DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO CFR SATURADO COM FILTRO FIR DE 6 COEFICIENTES.

FONTE: O autor (2019)

4.2.4 CFR SATURADO COM FILTRO FIR DE 10 COEFICIENTES PROJETADO NO DOMÍNIO DO TEMPO

Nesta seção é discutido o modelo CFR saturado com filtro FIR de dez coeficientes para a redução da PAPR na saída do DPD saturado. Foram realizadas otimizações a fim de determinar as variáveis para o fator de clipping L , os parâmetros de não linearidade, bem como

os coeficientes de projeto do filtro FIR $h(k)$ e o fator de *clipping* $L2$ do limitador *hard-clipping* adicional na saída da cascata.

É importante ressaltar que, para o projeto do filtro FIR, foi implementado o mesmo modelo matemático do CFR não saturado.

Os resultados da otimização do CFR saturado com 10 coeficientes para o filtro FIR são apresentados na Tabela 4.7 e, segundo esta tabela, a utilização de CFR saturado que implementa um filtro FIR de dez coeficientes, apresenta uma menor redução da PAPR que o CFR saturado com filtro FIR de seis coeficientes.

Também, é possível notar que a implementação do método sob discussão apresenta o mesmo valor de redução da PAPR que o CFR não saturado com filtro FIR para igual quantidade de coeficientes.

Tabela 4.7: RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO DO CFR SATURADO COM 10 COEFICIENTES PARA FILTRO FIR.

Fonte: O autor(2019).

Parâmetros	Resultados
L	0,585
L2	0,683
EVM	17,44%
ACPR	-45,01 dB
Potência média de saída	3,50 dBm
PAPR na saída do CFR	6,50 dB
Redução PAPR	2,11dB

Por outro lado, esta mesma técnica apresenta uma menor redução da PAPR e menor potência média de saída, se comparada à CFR saturado para seis coeficientes no filtro FIR, o que indica que o aumento do número de coeficientes em uma CFR saturado não necessariamente resulta em melhores resultados.

Isto é devido ao método não linear de otimização, que é susceptível às estimativas iniciais e pode ficar preso em mínimos locais. Alterando elas, espera-se uma resposta com 10 coeficientes melhor (ou pelo menos igual) à redução da PAPR com filtro de 6 coeficientes.

A Figura 4.14 apresenta a amplitude do sinal na saída do CFR saturado e não saturado em função da entrada dos CFRs. Observa-se que um CFR com filtro FIR de dez coeficientes gera exatamente o mesmo ganho de compressão que o método CFR não saturado utilizando o mesmo projeto de filtro FIR.

Além disso, notam-se as distorções inseridas e os efeitos de memória. Ambas as técnicas CFR com dez coeficientes no filtro FIR possuem o mesmo valor de saturação do sinal, portanto apresentam o mesmo valor na redução de PAPR.

Já na Figura 4.15 ilustra-se as amplitudes da forma de onda de entrada e saída do CFR não saturado e CFR saturado para filtro FIR de dez coeficientes. Nota-se que ambas as técnicas de CFR apresentam o mesmo comportamento de limitação do sinal de entrada de valor complexo.

Portanto, inserir um limitador *hard-clipping* adicional, após um filtro digital FIR de dez coeficientes, não garantiu reduzir a PAPR na saída do DPD saturado e, portanto, não forneceu uma potência média de saída maior em um amplificador de potência que permita obter seu melhor desempenho.

A Figura 4.16 mostra as PSDs dos sinais do CFR saturado para filtro FIR de dez coeficientes. Nesta figura, ambas as implementações de CFR inserem o mesmo nível de distorção nas bandas adjacentes e o filtro digital FIR atenua as distorções do sinal de maneira similar para os dois CFRs.

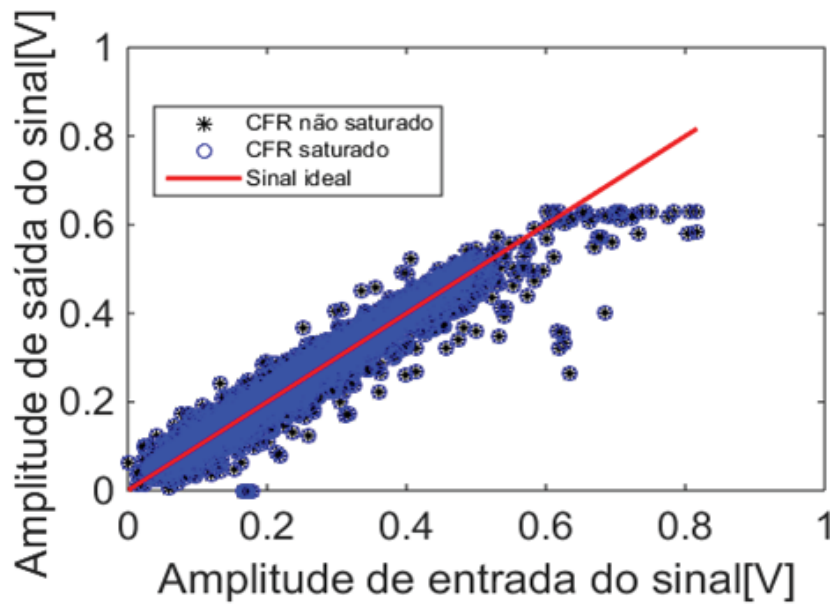


Figura 4.14: AMPLITUDE DO SINAL NA ENTRADA E NA SAÍDA DO CFR SATURADO E NÃO SATURADO COM 10 COEFICIENTES PARA O FILTRO FIR.
FONTE: O autor (2019)

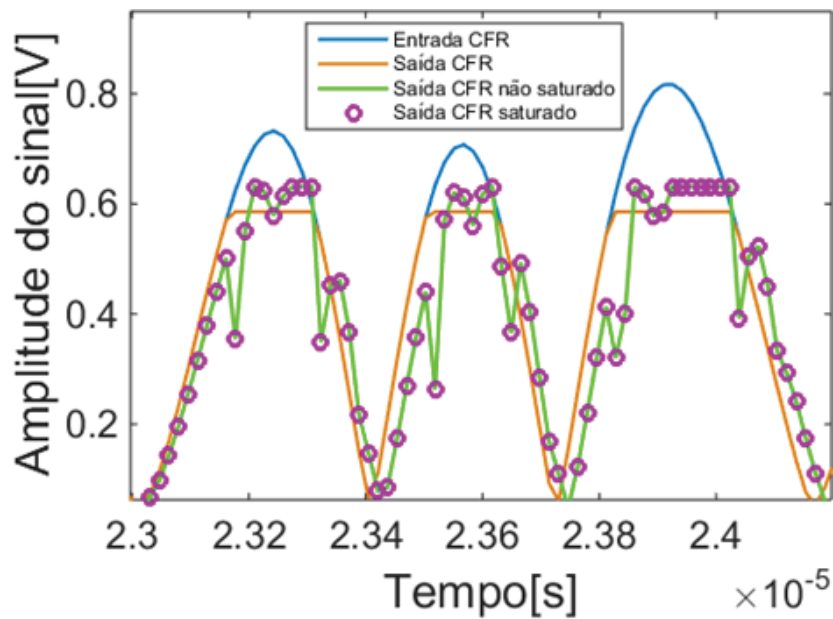


Figura 4.15: AMPLITUDES DA FORMA DE ONDA DO CFR SATURADO E NÃO SATURADO COM O FILTRO FIR COM 10 COEFICIENTES.
FONTE: O autor (2019)

Além disso, o nível de distorção no sinal gerado pelo CFR saturado para filtro FIR de dez coeficientes é menor se comparado ao nível de distorção inserido na banda adjacente do CFR saturado para filtro FIR de seis coeficientes.

Apesar da pouca eficácia do CFR saturado com FIR de dez coeficientes, as margens máximas de distorções ficaram no limite permissível. Isso indica que o método tentou atingir as regiões superiores de não linearidade, contudo, o método apresentou as limitações citadas anteriormente.

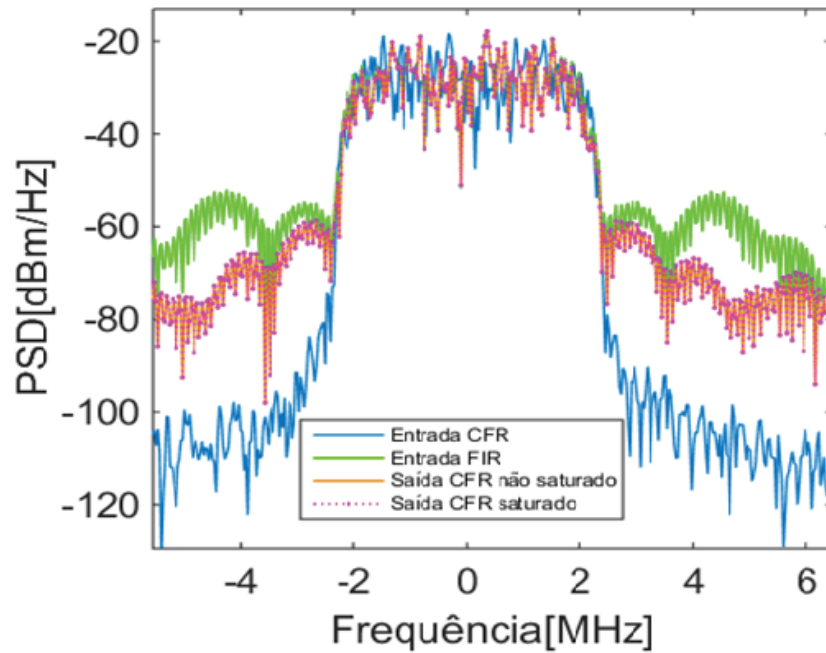


Figura 4.16: DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO CFR SATURADO E NÃO SATURADO COM FILTRO FIR DE 10 COEFICIENTES.

FONTE: O autor (2019)

4.3 CFR USANDO FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Com base nos critérios anteriormente apresentados na fundamentação teórica, nesta seção é discutida a técnica proposta para a redução da PAPR no sinal de saída usando um filtro FIR projetado no domínio da frequência, através da aplicação dos métodos de CFR não saturado e saturado.

Além disso, são apresentados os resultados das simulações realizadas em que foram obtidos os parâmetros que definem o melhor ponto de operação e a redução da PAPR.

Os parâmetros de fator de limitação para limitador de entrada L , limitador adicional $L2$ e coeficiente α do filtro foram obtidos com apenas uma extração a partir de um código de otimização no MATLAB.

4.3.1 CFR NÃO SATURADO UTILIZANDO FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Nesta seção é discutida a técnica proposta para a redução da PAPR do sinal de saída usando um filtro FIR projetado no domínio da frequência. O método denominado CFR não saturado consiste em uma cascata de dois blocos compostos da seguinte forma: o primeiro bloco é um limitador do tipo *hard-clipping* e o segundo um filtro FIR projetado no domínio da frequência.

Segundo a Tabela 4.8, nota-se o compromisso entre o fator de *clipping* e a redução da PAPR na saída do filtro, associado às restrições de não linearidade. O fator de *clipping* L limita o módulo do sinal de entrada, gerando-se distorções nas bandas adjacentes e laterais, que fazem com que as métricas de linearidade fiquem no limite da norma. Como consequência, é

Tabela 4.8: RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO DO CFR NÃO SATURADO USANDO FILTRO FIR PROJETADO NA FREQUÊNCIA

Parâmetros	Resultados
L	0,384
α	0,079
EVM	17,50%
ACPR	-45,00 dB
Potência média de saída	4,83 dBm
PAPR na saída do CFR	5,28 dB
Redução PAPR	3,89dB

obtida uma resposta linear na saída do CFR não saturado, permitindo obter um maior ganho na potência média de saída e uma maior redução da PAPR se comparado aos métodos abordados anteriormente.

Na Figura 4.17 é mostrada a resposta AM-AM do sinal de saída do CFR não saturado em relação ao sinal na entrada do CFR. Notam-se as distorções inseridas e os efeitos de memória ilustrados nos espalhamentos na região linear, assim como as distorções não lineares criadas pelo ponto de compressão e uma saturação do sinal em torno de 0,48 V.

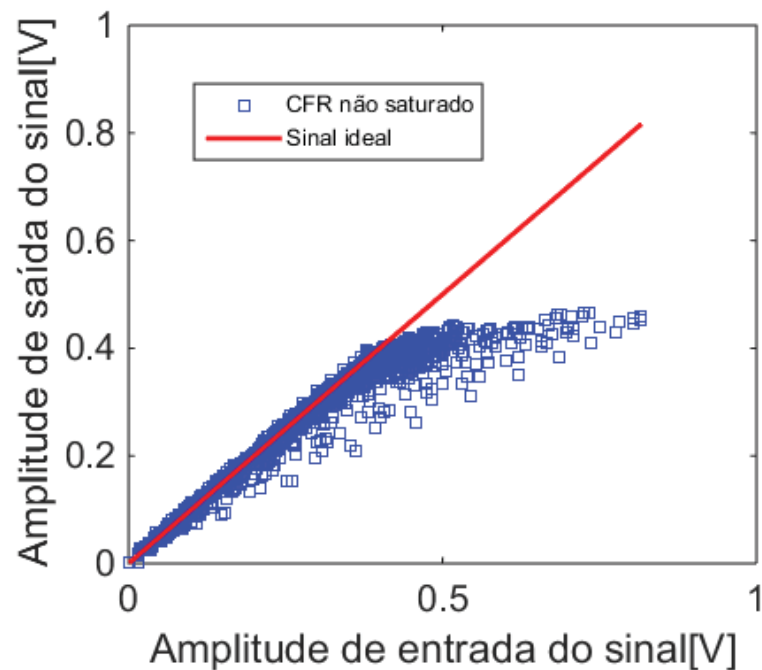


Figura 4.17: AMPLITUDE DO SINAL NA ENTRADA E NA SAÍDA APÓS CFR NÃO SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA.

FONTE: O autor (2019)

A Figura 4.18 ilustra as amplitudes da forma de onda na entrada e na saída do CFR não saturado composto pelo limitador *hard-clipping* e pelo filtro FIR projetado no domínio da frequência. Observa-se que o limitador *hard-clipping* na entrada do CFR reduz de forma eficaz os picos do sinal WCDMA, de modo que se obtém uma distorção fora da banda, que o filtro corrige a custo de uma restauração dos picos que foram limitados.

O modelo do filtro utilizado para esta simulação permite que o sinal na saída da CFR não saturado tenha um comportamento semelhante ao sinal WCDMA da entrada, devido à remoção de grande parte das distorções fora da banda, bem como à maior ordem que este filtro tem.

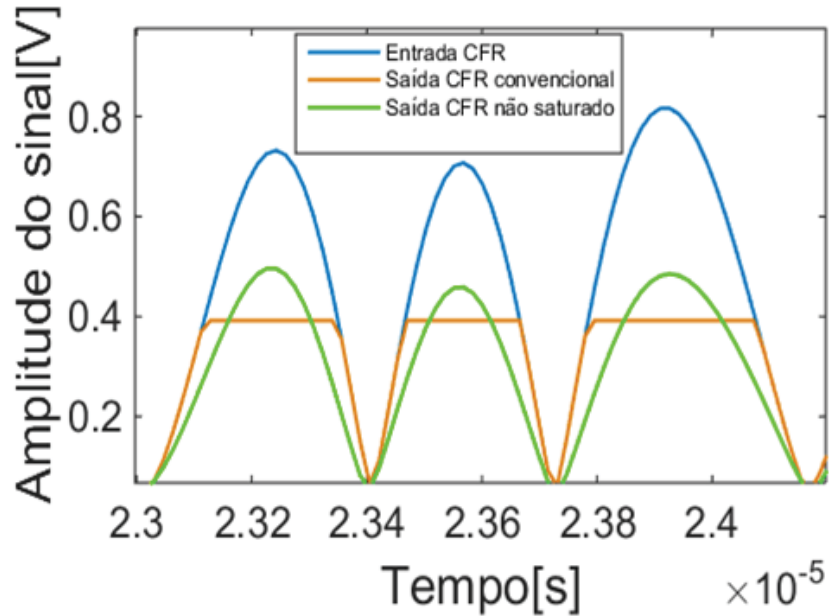


Figura 4.18: AMPLITUDES DA FORMA DE ONDA DO CFR NÃO SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA.

FONTE: O autor (2019)

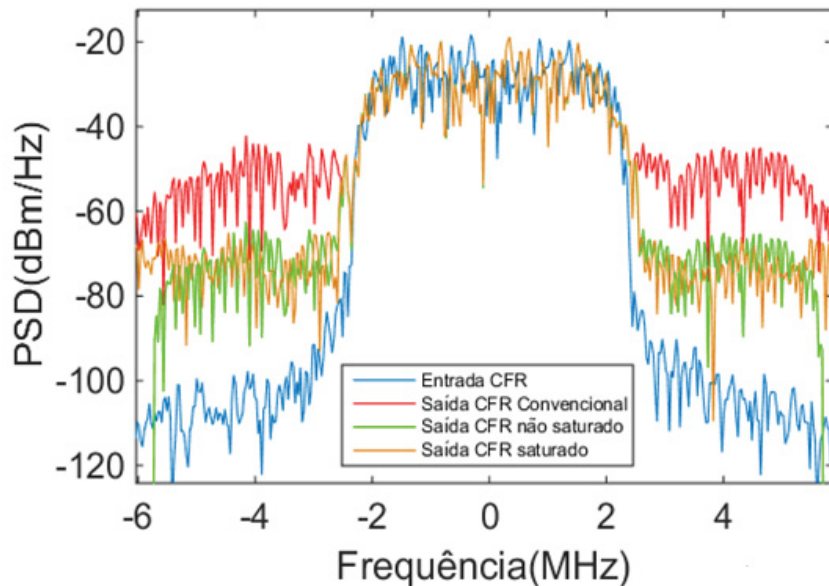


Figura 4.19: DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO CFR NÃO SATURADO E SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA.

FONTE: O autor (2019)

A Figura 4.19 apresenta as PSDs dos sinais do CFR não saturado. Notam-se as distorções criadas nas bandas adjacentes por causa do baixo valor do fator de *clipping*. O CFR atua de forma

mais eficaz para reduzir os valores de pico do sinal sem prejudicar as métricas de linearidade ACPR e EVM.

Por outro lado, o filtro na frequência para ACPR no limite ajuda a melhorar essas distorções criadas pelo baixo fator de *clipping*. Percebe-se que o filtro opera inalteradamente no canal principal, e nos canais adjacentes opera em frequências que foram projetadas para que o sinal WCDMA atue dentro da norma.

A Figura 4.20 ilustra a redução da PAPR efetuada pela aplicação do CFR não saturado. Observam-se as formas de onda da amplitude na entrada do CFR e na saída do CFR não saturado em que o CFR não saturado atenua o sinal de valor complexo WCDMA.

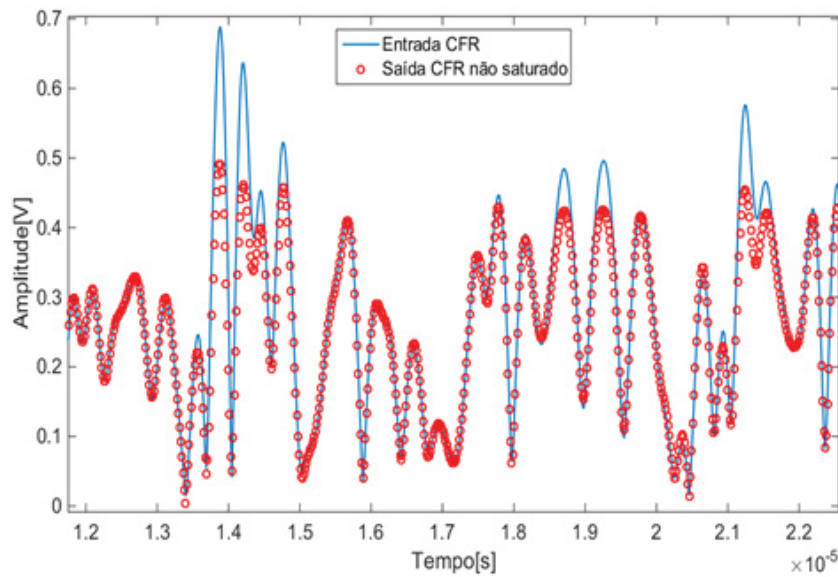


Figura 4.20: REDUÇÃO DA PAPR EFETUADA PELO CFR NÃO SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA.

FONTE: O autor (2019)

Por fim, a variável do *clipping* e o modelo do filtro foram projetados de tal modo que o CFR não saturado fosse eficiente para reduzir a PAPR na saída, e que o sinal se mantivesse nos limites da não linearidade permitida. Isto faz com que exista um compromisso entre eficiência (o valor de potência na saída aumenta) e linearidade (produto de intermodulação distorce o sinal dentro dos limites aceitáveis).

4.3.2 CFR SATURADO UTILIZANDO FILTRO FIR PROJETADO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Esta seção discute o método CFR saturado com filtro FIR projetado no domínio da frequência, implementando um modelo de filtro passa-baixa que objetiva manter a ACPR no limite da norma, para reduzir a PAPR do sinal. Essa técnica consiste em uma cascata de três blocos compostos da seguinte forma: o primeiro bloco é um limitador tipo *hard-clipping*, o segundo um filtro FIR projetado no domínio da frequência e, finalmente, um bloco limitador adicional tipo *hard-clipping*.

A implementação deste método visou obter na saída da cascata CFR saturado um sinal de Y_{Sat} , equivalente a um DPD saturado que lineariza o amplificador de potência com uma maior redução da PAPR na sua saída.

Para a modelagem de ambos os limitadores *hard-clipping*, assim como o filtro FIR, usados por esta técnica, foi implementado o modelo matemático da seção 4.2.1. No CFR saturado o fator de *clipping* $L2$ é uma variável de projeto, pois é um fator sensível que limitará a amplitude do sinal que satura o DPD.

Na Tabela 4.9 são apresentados os resultados das simulações com que foram obtidos os parâmetros que definem o ponto ótimo de saturação do DPD e que fornece a maior potência média de saída e menor PAPR. Segundo esta tabela, o uso de um CFR saturado com filtro FIR projetado na frequência conseguiu maior ganho de potência média de saída e obteve a maior redução da PAPR em comparação ao CFR não saturado e aos outros métodos estudados.

Tabela 4.9: RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO DO CFR SATURADO USANDO FILTRO FIR PROJETADO NA FREQUÊNCIA.

FONTE: O autor(2019).

Parâmetros	Resultados
L	0,392
L2	0,433
α	-0,097
EVM	17,50%
ACPR	-45,00 dB
Potência média de saída	5,96 dBm
PAPR na saída do CFR	4,03 dB
Redução PAPR	4,58dB

É possível analisar que a maior redução de PAPR foi obtida no primeiro limitador, pois o fator de *clipping* é menor o que resulta em uma maior remoção dos picos do sinal controlado por este fator. Em outras palavras, quanto menor é o fator de *clipping* o CFR atua de forma mais eficaz para atenuar esses valores de pico e, por tal razão, o primeiro limitador insere mais distorções fora da banda.

O fator de *clipping* do CFR saturado controla as remoções dos picos do sinal restaurados ligeiramente pelo filtro, até encontrar a redução ótima da PAPR, que mantenha os valores de EVM e ACPR muito próximos dos limites indicados pela norma.

Isso significa que o sinal na saída do CFR saturado vai saturar o DPD quando atingir esse fator de *clipping*. Deste modo é fornecido o compromisso entre linearidade e eficiência para melhorar a operação do PA.

A Figura 4.21 apresenta as características de transferência de ambas as implementações de CFR com filtro projetado no domínio da frequência, em função do sinal aplicado na entrada. Observa-se que o CFR saturado gera uma curva não linear do sinal de envoltória complexa na entrada da cascata, causada pelas características de transferência não lineares, em que à medida que o sinal atua na região de compressão produzem-se distorções harmônicas no sinal.

Além disso, nessa região o nível de potência de saída irá permanecer relativamente constante à medida que o nível de potência na entrada aumenta, e permanece praticamente constante também quando é alcançada a saturação.

O CFR saturado alcança um ponto de saturação do sinal em torno de 0,4 V. Contrariamente, o CFR sem saturação alcança saturação do sinal em torno de 0,5 V. Pode-se então notar o maior ganho de compressão do CFR saturado em comparação ao CFR não saturado.

A Figura 4.22 ilustra as amplitudes da forma de onda de entrada e saída do CFR não saturado e do CFR saturado com a realização de filtro FIR projetado no domínio da frequência. Nota-se que a implementação da técnica do CFR saturado conseguiu limitar mais o sinal de

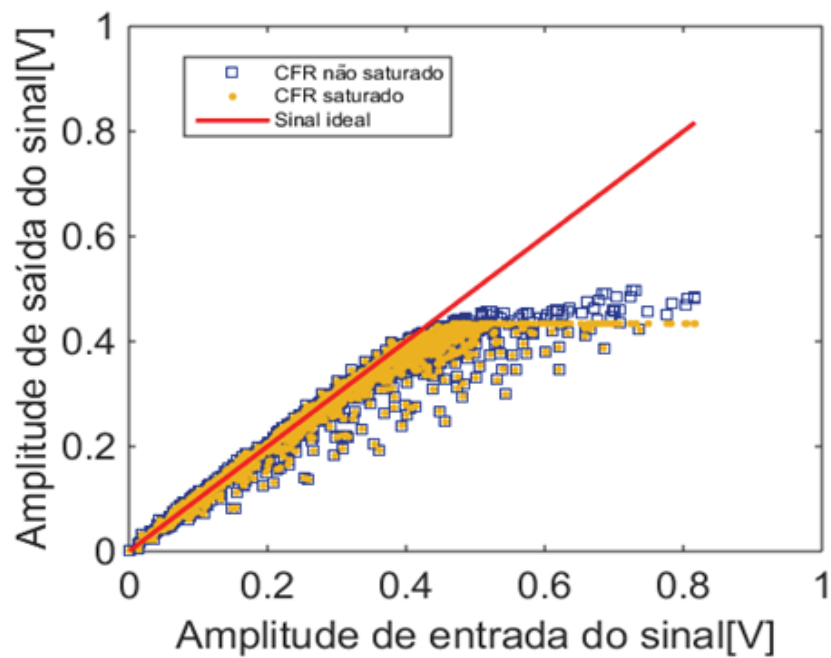


Figura 4.21: AMPLITUDE DO SINAL NA ENTRADA E NA SAÍDA DO CFR SATURADO E NÃO SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA.

FONTE: O autor (2019)

envoltória complexa, enquanto que o CFR não saturado teve uma menor limitação do mesmo sinal.

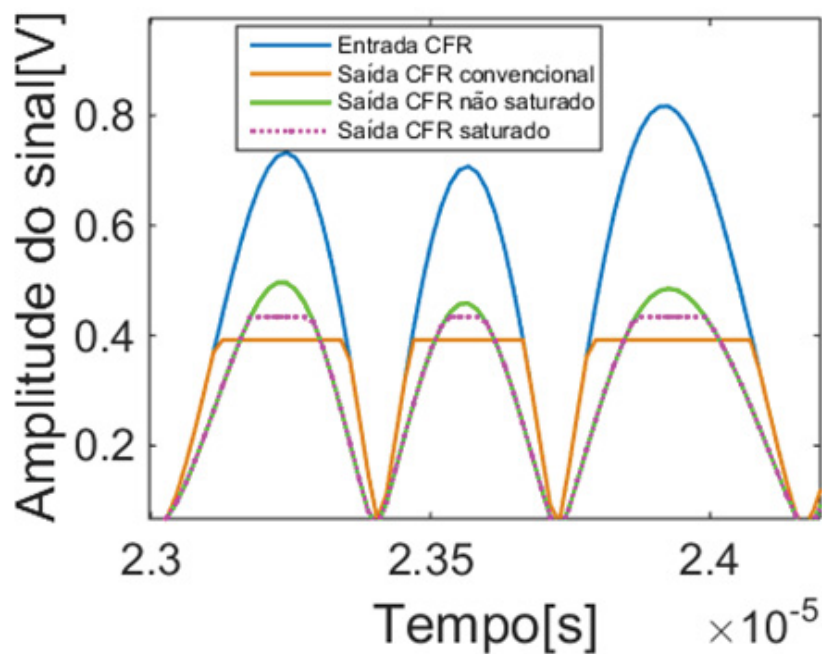


Figura 4.22: AMPLITUDES DA FORMA DE ONDA DO CFR NÃO SATURADO E SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA.

FONTE: O autor (2019)

Além disso, observa-se que a filtragem utilizando um filtro digital na frequência é mais eficiente comparada com uma filtragem FIR no domínio do tempo, devido ao filtro projetado

no domínio da frequência ser um filtro com 2.048 coeficientes, todos relacionados a um único parâmetro de projeto, no caso o parâmetro α .

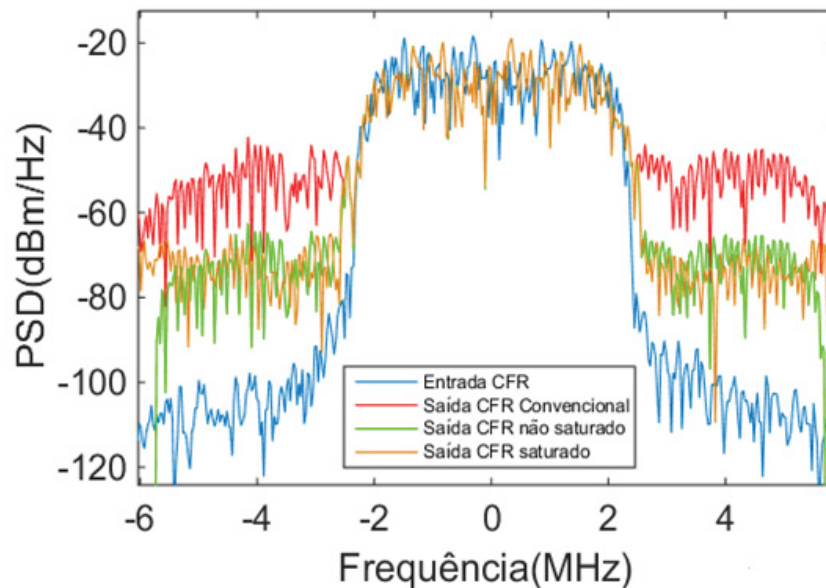


Figura 4.23: AMPLITUDES DA FORMA DE ONDA DO CFR NÃO SATURADO E SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA.

FONTE: O autor (2019)

Na Figura 4.23 são ilustradas as PSDs dos sinais do CFR não saturado e saturado com filtro no domínio da frequência. É possível observar que o CFR saturado mostra levemente maior nível de distorção nos canais adjacentes do que o CFR não saturado. Isto é devido ao CFR não saturado operar apenas com um limitador *hard-clipping*. Além disso, a cascata CFR saturado ao contar com um limitador *hard-clipping* adicional apresenta um comportamento mais agressivo para reduzir a PAPR, em coerência com a Tabela 4.9.

De outro modo, nesta figura também é ilustrado o comportamento do filtro projetado na frequência, em que o canal principal é inalterado, contrariamente aos canais adjacentes, cuja operação está no limite, entre -5,7 e 5,7 MHz, em que fora dessa faixa de frequências eles são zerados. Isto corresponde às contribuições das amostras no domínio do tempo que foram convertidas para o domínio da frequência para projetar o filtro implementado nesta seção.

Além do mais, a implementação de um fator α para o projeto e operação do filtro no domínio do tempo, permitiu que as bandas adjacentes, monitoradas pela ACPR, apresentem a menor quantidade de emissões de não linearidade. Isso resulta em uma remoção eficiente de grande parte dessas distorções criadas pelos *clippings*.

A Figura 4.24 ilustra a redução da PAPR efetuada pela realização do CFR não saturado e CFR saturado. Observa-se que as amplitudes das formas de onda do sinal do CFR saturado foram mais atenuadas do que as formas de onda do CFR não saturado, o que aponta a maior diminuição de PAPR com o método proposto.

Finalmente, é apresentado um resumo dos resultados obtidos nas simulações e que encerra esta seção.

Segundo a Tabela 4.10, a técnica CFR saturado com filtro projetado no domínio da frequência obteve o melhor resultado para reduzir a PAPR na saída. Houve uma redução de 1,14 dB em comparação ao CFR não saturado utilizando o mesmo filtro, e uma redução de 2,46 e 2,39 dB em relação ao CFR saturado com FIR de 10 coeficientes e CFR saturado com FIR

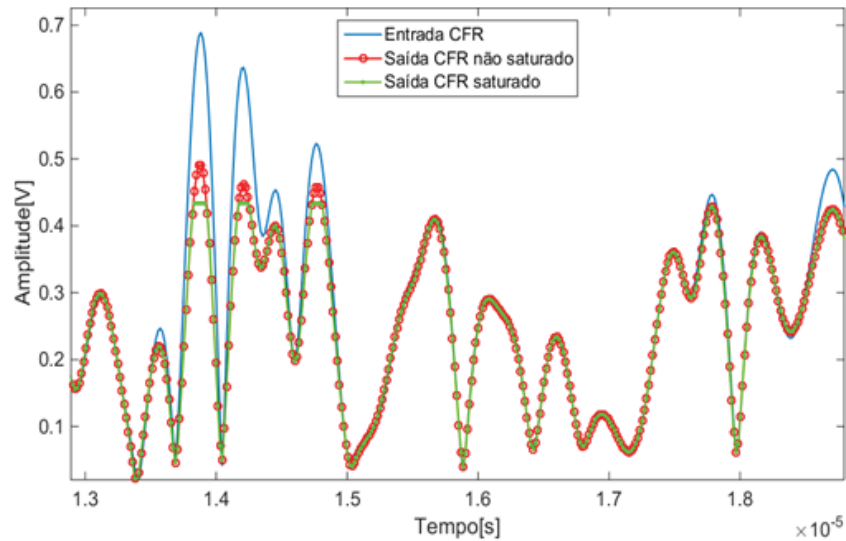


Figura 4.24: REDUÇÃO DA PAPR EFETUADA PELO CFR SATURADO E NÃO SATURADO COM FILTRO PROJETADO NA FREQUÊNCIA.

FONTE: O autor (2019)

Tabela 4.10: RESUMO DOS RESULTADOS OBTIDOS PARA TODAS AS PROPOSTAS IMPLEMENTADAS.

FONTE: O autor(2019).

Variavel	CFR não saturado 6 Coef.	CFR saturado 6 Coef.	CFR não saturado 10 Coef.	CFR saturado 10 Coef	CFR não saturado na frequência	CFR saturado na frequência.
L	0,589	0,591	0,585	0,585	0,384	0,392
L2		0,622		0,683		0,433
PAPR (dB)	6,94	6,42	6,50	6,50	5,28	4,03
Redução PAPR	1,67	2,19	2,11	2,11	3,89	4,58
ACPR (dB)	-45,32	-45,00	-45,12	-45,12	-45,00	-45,00
EVM (%)	17,44	17,49	17,44	17,44	17,50	17,50
Potência média na saída (dBm)	3,06	3,57	3,50	3,50	4,83	5,96
α					0,079	-0,097

de 6 coeficientes, respectivamente. Além disso, a implementação do CFR saturado projetado no domínio da frequência conseguiu uma redução de 4,58 dB em relação ao sinal de origem WCDMA na entrada do CFR.

Observa-se que à medida que a PAPR é reduzida, o nível de potência média na saída começa a aumentar, tal parâmetro é maior implementando o CFR saturado projetado com filtro FIR na frequência, 5,96 dBm em comparação com 4,83 dBm do CFR não saturado projetado com o mesmo filtro.

5 CONCLUSÃO

A partir dos resultados apresentados nesta dissertação, conclui-se que o método que apresentou melhor desempenho foi o CFR saturado com filtro FIR projetado na frequência. Essa melhoria está associada a uma maior redução da PAPR apresentada por este modelo e pela possibilidade de projetar um filtro de ordem 2048.

Além disso, uma maior redução da PAPR relaciona-se com uma diminuição do *back-off* da amplificação, razão pela qual, ao implementar o último método abordado nesta dissertação, é obtido um aumento na potência média, de até 5,96 dBm na saída do conjunto DPD saturado mais PA.

Importante notar que no CFR saturado, o *hard-clipping* adicional combinado com o PA linear é equivalente a um DPD ideal saturado. Em outras palavras, o sinal de saída do DPD saturado irá linearizar o amplificador de potência de tal forma que ele alcance uma redução na PAPR de até 4,58 dB.

O ponto em que o DPD saturado atinge o menor valor da PAPR na saída é onde o sinal fornece a maior eficiência energética. Em outras palavras, o PA alcança a região não linear para operar com o maior rendimento, sem ter que se preocupar com as distorções da não linearidade, visto que existe uma tolerância permissível.

Essa tolerância foi determinada pela métrica de ACPR e EVM na banda adjacente e na banda passante, respectivamente. Ambas as métricas do método proposto ficaram dentro dos limites estabelecidos pela norma 3GPP, sendo -45 dB para ACPR e 17,5% para EVM. Foi possível verificar que manter ambas as métricas dentro desses limites permitiram obter melhores resultados em relação à eficiência de potência obtida na saída, o que tem coerência com os critérios de viabilidade estabelecidos neste trabalho.

Por outro lado, o filtro FIR projetado no domínio da frequência foi projetado de tal maneira que pudesse conduzir a ACPR exatamente ao limite da norma para um sinal WCDMA. Deste modo obteve-se um ganho na potência de saída e um nível de saturação sem que o sinal a ser transmitido seja corrompido.

Particularmente, o limitador adicional (DPD saturado) cria o compromisso entre linearidade e eficiência energética, essencial para um ótimo desempenho do PA em que a energia do PA seja aproveitada e não dissipada em forma de calor.

Este estudo foi relevante devido à contribuição sobre a extração única dos coeficientes dos filtros projetados tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, bem como os fatores de limitação, através de algoritmo de otimização de restrições de não linearidade, permitindo linearizar um amplificador de potência maximizando sua operação.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Sugerem-se os seguintes métodos de redução de PAPR para serem implementados em trabalhos futuros:

- operação do CFR saturado utilizando um filtro *root-raised cosine matched filter* (RRC) e que implementa aritmética logarítmica híbrida. Este tipo de filtro ajuda na redução das distorções inter-simbólicas e sua implementação poderia ajudar a melhorar a eficiência energética e latência nos PAs. É importante investigar a comparação com outros filtros a serem aplicados ao método de redução de fator de crista com DPD em saturação;
- implementação de um método de reserva de tom (TR) que seja capaz de reduzir ainda mais a PAPR na saída do sinal, fazendo com que um PA opere com maior eficiência energética. Este tipo de técnica tem recebido muita atenção pela comunidade científica devido a sua eficiência e que não requer realizar a transmissão da informação de forma lateral. Tal técnica é baseada na geração de um sinal de cancelamento de pico a partir da implementação de subportadoras de reserva. Um estudo interessante seria comparar o método proposto nesta dissertação com esta nova implementação que faz uso do método TR;
- abordagem de um método de peak reduction tons (PRT) que reduza a PAPR em um sinal de comunicação garantindo um melhor desempenho energético do PA. Comparar a arquitetura proposta nesta dissertação com a implementação de uma arquitetura que apresente uma técnica de PRT.

Por outro lado, é importante citar que ao implementar a técnica CFR saturado com filtro FIR projetado na frequência, não é possível controlar a potência de saturação do PA. Dessa forma, um trabalho futuro poderia objetivar uma maneira de controlar o nível de saturação do DPD.

Uma possível proposta deste modelo é fazer uma equivalência, Figura 5.1, em que o sinal WCDMA $W(n)$, poderia ser controlado através de uma variável de otimização G que multiplica o valor do sinal de envoltória complexa.

Além disso, ao terceiro bloco da cascata, limitador *Hard-clipping*, atribui-se o valor de amplitude fixado em 1, para garantir a saturação do sinal na saída do CFR saturado. Essa equivalência é considerada para ter um mecanismo que manipule a amplitude de entrada do sinal a fim de controlar a potência de saturação do PA.

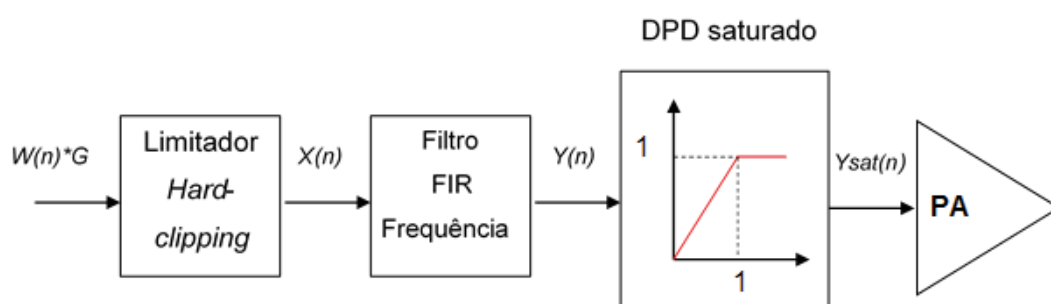


Figura 5.1: DIAGRAMA DE BLOCOS DO CFR SATURADO COM CONTROLE DE POTÊNCIA DE SATURAÇÃO.

FONTE: O autor (2019)

Referências

- AKAIWA, Y. *Introduction to digital mobile communication*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2015.
- ARMSTRONG, J. Peak-to-average power reduction for ofdm by repeated clipping and frequency domain filtering. *Electronics letters*, IET, v. 38, n. 5, p. 246–247, 2002.
- BO, A.; ZHI-XING, Y.; CHANG-YONG, P.; TAO-TAO, Z.; JIAN-HUA, G. Effects of papr reduction on hpa predistortion. *IEEE Transactions on consumer Electronics*, IEEE, v. 51, n. 4, p. 1143–1147, 2005.
- BONFIM, E. J. Modelagem comportamental de amplificadores de potência de radiofrequência usando termos unidimensionais e bidimensionais de séries de volterra. 2016.
- BOUMARD, S.; LASANEN, M.; APILO, O.; HEKKALA, A.; CASSAN, C.; VERDEIL, J.-P.; DAVID, J.; PICHON, L. Power consumption trade-off between power amplifier obo, dpd, and clipping and filtering. In: IEEE. *2014 26th International Teletraffic Congress (ITC)*. [S.l.], 2014. p. 1–5.
- BRAITHWAITE, R. N. A combined approach to digital predistortion and crest factor reduction for the linearization of an rf power amplifier. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 61, n. 1, p. 291–302, 2012.
- CARVALHO, N. B. D.; PEDRO, J. C. Compact formulas to relate acpr and npr to two-tone imr and ip3. *Microwave Journal*, Horizon House Publications, Inc., v. 42, n. 12, p. 70–70, 1999.
- CRIPPS, S. C. Rf power amplifiers for wireless communications. *IEEE Microwave Magazine*, IEEE, v. 1, n. 2nd, p. 64–64, 2006.
- GILABERT, P.; MONTORO, G.; BERTRAN, E. On the wiener and hammerstein models for power amplifier predistortion. In: IEEE. *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*. [S.l.], 2005. v. 2, p. 4–pp.
- GOTTHANS, T.; BAUDOIN, G.; MBAYE, A. Influence of delay mismatch on digital predistortion for power amplifiers. In: IEEE. *Proceedings of the 20th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems-MIXDES 2013*. [S.l.], 2013. p. 490–493.
- GUSTAFSSON, D.; ANDERSSON, C. M.; FAGER, C. A modified doherty power amplifier with extended bandwidth and reconfigurable efficiency. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, IEEE, v. 61, n. 1, p. 533–542, 2013.
- HAMMI, O. Efficient linear amplification using digitally predistorted overdriven power amplifiers. *IEEE Transactions on Broadcasting*, IEEE, v. 61, n. 3, p. 398–406, 2015.
- HIPPENSTIEL, R. D. *Detection theory: applications and digital signal processing*. [S.l.]: CRC Press, 2001.
- HOLMA, H.; TOSKALA, A. *WCDMA for UMTS: Radio access for third generation mobile communications*. [S.l.]: john wiley & sons, 2005.

- HSU, H. P. *Theory and Problems of Signals and Systems*. [S.l.]: McGraw-Hill New York, 1995.
- HUMPHREYS, D. A.; DICKERSON, R. T. Traceable measurement of error vector magnitude (evm) in wcdma signals. In: IEEE. *2007 International Waveform Diversity and Design Conference*. [S.l.], 2007. p. 270–274.
- INGLE, V. K.; PROAKIS, J. G. *Digital Signal Processing Using MATLAB: A Problem Solving Companion*. [S.l.]: Cengage Learning, 2016.
- JAYARAMAN, A.; CHEN, P.; HANINGTON, G.; LARSON, L.; ASBECK, P. Linear high-efficiency microwave power amplifiers using bandpass delta-sigma modulators. *IEEE Microwave and guided wave letters*, IEEE, v. 8, n. 3, p. 121–123, 1998.
- JIANG, T.; WU, Y. An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for ofdm signals. *IEEE Transactions on broadcasting*, IEEE, v. 54, n. 2, p. 257–268, 2008.
- JOUNG, J.; HO, C. K.; SUN, S. Spectral efficiency and energy efficiency of ofdm systems: Impact of power amplifiers and countermeasures. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, IEEE, v. 32, n. 2, p. 208–220, 2014.
- KIM, J.; KONSTANTINOU, K. Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory. *Electronics Letters*, IET, v. 37, n. 23, p. 1417–1418, 2001.
- LI, X.; CIMINI, L. J. Effects of clipping and filtering on the performance of ofdm. In: IEEE. *1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Technology in Motion*. [S.l.], 1997. v. 3, p. 1634–1638.
- LIMA, E. G.; CUNHA, T. R.; TEIXEIRA, H. M.; PIROLA, M.; PEDRO, J. C. Base-band derived volterra series for power amplifier modeling. In: IEEE. *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. [S.l.], 2009. p. 1361–1364.
- MBAYE, A.; BAUDOIN, G.; GOUBA, A.; LOUET, Y.; VILLEGAS, M. Digital predistortion with automatic determination of the crest factor reduction gain, principle and experimental validation. In: IEEE. *2014 IEEE 25th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIMRC)*. [S.l.], 2014. p. 77–80.
- MONTORO, G.; GILABERT, P. L.; BERTRAN, E.; CESARI, A.; SILVEIRA, D. D. A new digital predictive predistorter for behavioral power amplifier linearization. *IEEE Microwave and wireless components letters*, IEEE, v. 17, n. 6, p. 448–450, 2007.
- OPPENHEIM, A.; SCHAFER, R.; BUCK, J. Spectrum analysis of random signals using estimates of the autocorrelation sequence. *Discrete-Time Signal Processing, (2nd Edition)* Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, New Jersey, v. 7458, 1998.
- PALM, W. J. *Introduction to MATLAB 7 for Engineers*. [S.l.]: McGraw-Hill New York, 2005. v. 1.
- PEDRO, J. C.; MAAS, S. A. A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, IEEE, v. 53, n. 4, p. 1150–1163, 2005.
- RAAB, F. H.; ASBECK, P.; CRIPPS, S.; KENINGTON, P. B.; POPOVIC, Z. B.; POTHECARY, N.; SEVIC, J. F.; SOKAL, N. O. Rf and microwave power amplifier and transmitter technologies-part 1. *High Frequency Electronics*, v. 2, n. 3, p. 22–36, 2003.

- RAJU, G. *Antennas and wave propagation*. [S.l.]: Pearson Education India, 2006.
- RAMOS, D. T.; GOMEZ, M. P.; GONZÁLEZ, F. J. O.; MARTIN, J. M. P.; PECES, C. B. Predistorsión digital aplicada al amplificador de potencia de un sistema eer. In: URSI. [S.l.], 2010.
- RAZAVI, B.; BEHZAD, R. *RF microelectronics*. [S.l.]: Prentice Hall New Jersey, 1998. v. 2.
- SCHOULTEN, F.; LIMA, E. Optimized iir filter applied to the limiting and filtering technique for peak-to-average power ratio reduction”. In: *XVII Microelectronics Students Forum (SForum), Fortaleza*. [S.l.: s.n.], 2017.
- SILVA, J. C. d. Modelagem comportamental de amplificadores de potência de rf utilizando redes neurais de ligação funcional com polinômio de chebyshev. 2014.
- SILVA, L. D. d. Limitador seguido de filtro linear para redução do fator de crista em sistemas de comunicação sem fio. 2016.
- SILVA, P. F. G. d. Combinação entre pré-distorção digital e redução de fator de crista para a linearização de amplificadores de potência para sistemas de telecomunicações móveis. 2013.
- SLAVÍK, R.; PARMIGIANI, F.; KAKANDE, J.; LUNDSTRÖM, C.; SJÖDIN, M.; ANDREKSON, P. A.; WEERASURIYA, R.; SYGLETOS, S.; ELLIS, A. D.; GRÜNER-NIELSEN, L. et al. All-optical phase and amplitude regenerator for next-generation telecommunications systems. *Nature Photonics*, Nature Publishing Group, v. 4, n. 10, p. 690, 2010.
- STOICA, P.; MOSES, R. L. et al. Spectral analysis of signals. Pearson Prentice Hall Upper Saddle River, NJ, 2005.
- SUDHA, T. S.; RAO, G. S. Clipping based pmpr reduction techniques for lte-ofdm systems. In: SPRINGER. *International Conference on Intelligent Data Communication Technologies and Internet of Things*. [S.l.], 2018. p. 1023–1031.
- VEIGA, R. A. et al. Observação em-circuito de distorção de um amplificador rf. 2009.
- WASAFF, H. D. Pre-distorsión digital adaptativa para linealización de amplificadores en sistemas ofdm. *Revista Facultad de Ingeniería-Universidad de Tarapacá*, Universidad de Tarapacá, v. 13, n. 3, p. 53–60, 2005.
- ZANELLA, A.; BUI, N.; CASTELLANI, A.; VANGELISTA, L.; ZORZI, M. Internet of things for smart cities. *IEEE Internet of Things journal*, IEEE, v. 1, n. 1, p. 22–32, 2014.
- ZHU, A.; BRAZIL, T. J. An adaptive volterra predistorter for the linearization of rf high power amplifiers. In: IEEE. *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 02CH37278)*. [S.l.], 2002. v. 1, p. 461–464.